

**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ ім. Ігоря Сікорського»**

**ФАКУЛЬТЕТ ЕЛЕКТРОНІКИ
КАФЕДРА КОНСТРУЮВАННЯ ЕЛЕКТРОННО-ОБЧИСЛЮВАЛЬНОЇ
АПАРАТУРИ**

«До захисту допущено»

Завідувач кафедри

Лисенко О.М.

(підпис) (ініціали, прізвище)

“ ” 20 р.

Дипломний проект

на здобуття ступеня бакалавра

зі спеціальності 6.050902 РАДІОЕЛЕКТРОННІ АПАРАТИ
(код та назва напрямку підготовки або спеціальності)

на тему Вимірювач параметрів транзисторів

Виконав: студент IV курсу, групи ДК-51

Качор Павло Михайлович

(прізвище, ім'я, по батькові)

(підпис)

Керівник ст.викл. Антонюк О.І.

(посада, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали)

(підпис)

Рецензент

(посада, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали) (підпис)

Засвідчую, що у цьому дипломному
проекті немає запозичень з праць інших
авторів без відповідних посилань.

Студент _____
(підпис)

Київ - 2019 року

**Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського»**

Факультет електроніки

Кафедра конструювання електронно-обчислювальної апаратури

Освітньо-кваліфікаційний рівень – бакалавр

Спеціальність 6.050902 РАДІОЕЛЕКТРОННІ АПАРАТИ
(код і назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

_____ Лисенко О.М.
(підпис) (прізвище ініціали)

« ____ » _____ 20 __ р.

ЗАВДАННЯ

на дипломний проект студенту

Качору Павлу Михайловичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема проекту Вимірювач параметрів транзисторів
керівник проекту Антонюк Олександр Ігорович, старший викладач
затверджені наказом по університету від 27.05.2019 року №1405с
2. Термін подання студентом проекту 10 червня 2019 року
3. Вихідні дані до проекту Пристрій являє собою моноблочну конструкцію, кліматичне виконання УХЛ 4.1 по ГОСТ 15150-69. Пристрій повинен забезпечувати автоматичний контроль процесу вимірювання та обробки даних, а також використання оброблених даних для формування файлу моделі транзистора. Габаритні розміри – не більше 200х200 мм,

маса – не більше 200 г. Час напрацювання на відмову – не менше 20000 годин.
Живлення пристрою – зовнішній мережевий блок живлення 9 В.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки:

- аналіз технічного завдання;
- огляд існуючих типів вимірювачів, патентний пошук;
- розробка структурної схеми;
- вибір і обґрунтування елементної бази;
- розробка схеми електричної принципової;
- розміщення компонентів на друкованій платі;
- проектування у Altium Designer;
- конструкторсько-технологічні розрахунки друкованої плати;
- електричний розрахунок друкованої плати;
- розрахунок надійності друкованої плати;
- проектування програмного забезпечення;
- висновки.

5. Перелік графічного матеріалу (із зазначенням обов'язкових креслень, плакатів, презентацій тощо):

- схема електрична принципова – А1;
- друкована плата – А1;
- складальне креслення друкованої плати – А1.

6. Дата видачі завдання 16.03.19

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів виконання Дипломного проекту	Термін виконання етапів проекту	Примітка
1	Аналіз технічного завдання	16.03.19-26.03.19	виконано
2	Вибір елементної бази	26.03.19-02.04.19	виконано
3	Вибір друкованої плати	02.04.19-09.04.19	виконано
4	Схемотехнічне проектування	09.04.19-23.04.19	виконано
5	Виконання креслення схеми електричної принципової	23.04.19-30.04.19	виконано
6	Проектування друкованого вузла у Altium Designer	30.04.19-03.05.19	виконано
7	Конструкторсько-технологічні розрахунки	03.05.19-07.05.19	виконано
8	Електричний розрахунок друкованої плати	07.05.19-14.05.19	виконано
9	Виконання креслення друкованої плати	14.05.19-21.05.19	Виконано
9	Виконання складального креслення друкованого вузла	21.05.19-28.05.19	виконано
10	Оформлення пояснювальної записки	28.05.19-12.06.2019	виконано

Студент _____ Качор П.М.

(підпис)

(прізвище та ініціали)

Керівник проекту _____ Антонюк О.І.

(підпис)

(прізвище та ініціали)

Анотація

Роботу викладено на 86 сторінках, вона містить 5 розділів, 18 ілюстрацій, 7 таблиць та 31 джерело в переліку посилань.

Метою даної роботи є розроблення малогабаритного лабораторного вимірювача параметрів транзисторів з управлінням та отриманням даних за допомогою персонального комп'ютера та формуванням моделей транзисторів на їх основі.

У дипломному проекті виконано патентний пошук на предмет існування самостійних пристроїв, що повинні досліджувати модель транзистора. Розроблено структурну схему, схему електричну принципову, проведено вибір елементної бази і виконано розрахунки схеми, які підтверджують правильність її функціонування. Виконано проектування друкованої плати, проведено конструкторсько-технологічні, електричні розрахунки та розрахунок надійності, що підтверджують працездатність пристрою. Виконано проектування програмного забезпечення для вимірювача.

Також виконано розробку комплекту конструкторської документації, необхідну для виготовлення пристрою.

За матеріалами дипломного проекту було здійснено впровадження спроектованого пристрою на базі ФОП Сахаров Д.Ю.

Ключові слова: вимірювання, екстракція параметрів, транзистор.

Summary

The work is presented in 86 pages, it contains 5 sections, 18 illustrations, 7 tables and 31 sources in the list of references.

The purpose of this work is to develop a small-scale laboratory meter for transistor parameters with control and data acquisition using a personal computer and the formation of models of transistors on their basis.

The diploma project is a patent search for the existence of independent devices, which must investigate the transistor model. A structural scheme, a circuit diagram of electrical principles was developed, an element base was selected and calculations of the scheme were made, which confirm the correctness of its functioning. The design of the printed circuit board has been completed, design-technological, electrical calculations and reliability calculation, which confirm the performance of the device. The software for the tester were designed.

There is also designed a set of design documentation for creating a device prototype.

According to the topic of the diploma project, implementation of the development on the basis of IE Sakharov D.Y. was carried out.

Keywords: measurement, parameter extraction, transistor.

Пояснювальна записка до дипломного проекту

на тему: **Вимірювач параметрів транзисторів**

Київ – 2019 року

ЗМІСТ

Перелік скорочень, умовних позначень, термінів.....	3
Вступ.....	4
РОЗДІЛ 1 АНАЛІЗ ТЕХНІЧНОГО ЗАВДАННЯ ТА ПАТЕНТНИЙ ПОШУК.....	6
1.1 Аналіз існуючих моделей транзисторів та їх параметрів.....	6
1.2 Аналіз існуючих рішень. Патентний пошук.....	15
Висновок до розділу.....	20
РОЗДІЛ 2 СХЕМОТЕХНІЧНЕ ПРОЕКТУВАННЯ.....	21
2.1 Розробка структурної схеми та принцип роботи модулю.....	21
2.2 Вибір та обґрунтування елементної бази.....	30
2.3 Розробка і розрахунок схеми електричної принципової.....	37
Висновок до розділу.....	47
РОЗДІЛ 3 ПРОЕКТУВАННЯ ДРУКОВАНОЇ ПЛАТИ.....	48
3.1 Вибір типу та матеріалу друкованої плати.....	48
3.2 Вибір класу точності друкованої плати.....	51
3.3 Вибір методу виготовлення друкованої плати.....	52
3.4 Розміщення компонентів та трасування друкованої плати.....	53
3.5 Проектування друкованої плати у середовищі Altium Designer.....	55
Висновок до розділу.....	57
РОЗДІЛ 4 РОЗРАХУНКИ, ЩО ПІДТВЕРДЖУЮТЬ ПРАВИЛЬНІСТЬ КОНСТРУКТОРСЬКОГО РІШЕННЯ.....	58
4.1 Конструкторсько-технологічний розрахунок елементів ДМ.....	58

					ДК51.468169.001 ПЗ			
Змн.	Арк.	№ докum.	Підпис	Дата	Вимірювач параметрів транзисторів Пояснювальна записка	Літ.	Арк.	Аркцшів
Розробив		Качор П.М.						
Перевірив							1	86
Реценз.						КПІ ім. Ігоря Сікорського ФЕЛ, КЕОА, гр. ДК-51		
Н. Контр.								
Затвердив		Антонюк О.І.						

4.2 Електричний розрахунок друкованої плати.....	64
4.3 Розрахунок надійності друкованого вузла.....	67
Висновки до розділу.....	72
РОЗДІЛ 5 РОЗРОБЛЕННЯ ПРОГРАМНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ.....	73
5.1 Принцип управління пристроєм за допомогою ПК.....	73
5.2 Опис автоматичного процесу екстракції.....	76
Висновки до розділу.....	79
ВИСНОВКИ.....	80
СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ.....	84
Додаток А. Технічне завдання на проектування	
Додаток Б. Вихідний код програмного забезпечення	
Додаток В. Вимірювач параметрів транзисторів. Перелік елементів	
Додаток Г. Плата. Специфікація	
Додаток Д. Акт про впровадження	

Перелік скорочень, умовних позначень, термінів

ВАХ – вольт-амперна характеристика

ДП – друкована плата

ДМ – друкований монтаж

ДВ – друкований вузол

МК – мікроконтролер

ПК – персональний комп'ютер

ПМ – посадкове місце

ПЗ – програмне забезпечення

ОП – операційний підсилювач

ТЗ – технічне завдання

УГП – умовно-графічне позначення

ШИМ, PWM – широтно-імпульсна модуляція

АЦП, ADC – аналогово-цифровий перетворювач

ФВЧ – фільтр високих частот

ФНЧ – фільтр низьких частот

UART - Universal Asynchronous Receiver-Transmitter

USB – Universal Serial Bus

					<i>ДК51.468169.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		3

Вступ

Тестери транзисторів – клас вимірювальних приладів, що використовуються для дослідження електричної поведінки вимірюваних транзисторів та їх параметрів. Тестування зазвичай доводиться проводити над старими або невідомими компонентами для того, щоб з'ясувати їх характеристики та опізнати їх або ж для перевірки заявлених параметрів відомих компонентів. При цьому більшість пристроїв, призначених для вимірювання параметрів транзисторів обмежуються одним або двома з них. Поширеність таких вимірювачів може свідчити про те, що для багатьох застосувань і цього значення достатньо. Але бувають випадки, коли необхідно отримати більше даних про поведінку транзистора.

Для розширеного уявлення про поведінку транзистора прийнято користуватися його вольт-амперними характеристиками. Маючи в наявності ВАХ елемента можна з'ясувати, як він поводитиме себе в певних умовах, оскільки характеристики транзистора фактично описують залежність його струмів через виводи від напруг на його виводах. Такий спосіб має свої недоліки, як наявність інформації лише про скінченну кількість кривих ВАХ та відсутності проміжних значень, обрахунків на масиві точок або ж графічним методом, що може давати неточні результати.

Інший підхід в передбаченні поведінки транзисторів базується на використанні програм-симуляторів та транзисторних моделей. В порівнянні з інформацією про декілька кривих, за допомогою електронних симуляторів можна отримати фактично безліч графіків ВАХ транзистора – відповідно знати його поведінку за будь-яких умов. Іншими словами, максимально повна поведінка транзистора характеризується його параметрами моделі.

Метою даної роботи є розробка пристрою, що знаходитиме саме параметри моделі, як вимірювані параметри транзистора. На відміну від стандартних тестерів, такий пристрій даватиме повне уявлення про поведінку транзистора.

Для вирішення завдання, у роботі розглядаються існуючі моделі транзисторів та вимірювачів їх параметрів, а також кроків, які необхідно виконати

					ДК51.468169.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		4

для отримання цих параметрів. На основі вивчених даних розробляється структурна схема та схема електрична принципова вимірювача. Далі базуючись на цьому, проектується друкований вузол пристрою з урахуванням всіх необхідних вимог. Наступним кроком є розрахунок важливих параметрів конструкції, які дозволять стверджувати, що робота пристрою задовольняє умовам, викладеним в технічному завданні. Фінальною стадією є розробка програмного забезпечення для пристрою, яке виконуватиме необхідні дії для вимірювання параметрів транзисторів, а також представлятиме результат їх виміру в текстовому форматі.

Даний вимірювач використовується для отримання необхідних параметрів моделі, які можуть бути використанні в симуляторах для моделювання роботи транзисторів. Також на основі отриманих параметрів можна ідентифікувати невідомий транзистор або ж підшукати йому аналог з подібними параметрами. На додачу вимірювач може використовуватися як лабораторний макет для дослідження роботи транзисторів, оскільки в процесі своєї роботи він зберігає проміжні результати, які можна використовувати в навчальних цілях та інших дослідженнях.

					ДК51.468169.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		5

Розділ 1. АНАЛІЗ ТЕХНІЧНОГО ЗАВДАННЯ ТА ПАТЕНТНИЙ ПОШУК

1.1 Аналіз існуючих моделей транзисторів та їх параметрів

На сьогодні науковою спільнотою було розроблено десятки різноманітних моделей для різних типів напівпровідникових пристроїв, зокрема біполярних та МДН (метал-діелектрик-напівпровідник) транзисторів. Різні моделі описують роботу різних підтипів цих двох загальних типів транзисторів, такі як вертикальні або горизонтальні біполярні, або ж моновітні та силові дискретні МДН-транзистори, тощо. Кожна з таких моделей намагається якнайкраще описати фізичну природу приладу.

В рамках одного підтипу напівпровідникових приладів існують моделі різних рівнів – від простіших до більш комплексних. Моделі нижчих рівнів враховують фізичні явища всередині напівпровідників, які пояснюють загальну форму ВАХ (вольт-амперної характеристики) елемента. Натомість, вони упускають ефекти вищих порядків, які проявляються, наприклад, при дуже високих або дуже низьких рівнях струму та/або напруги. Більш високорівневі моделі є, як правило, уточненням попередніх простіших, та враховують ефекти, що проявляються в різних режимах роботи. Окремо можна виділити моделі, які не є загальноживаними, та розробляються різними компаніями самостійно для опису роботи власної продукції [1].

В своєму вигляді, модель транзистора є ніщо інше, як набір параметрів та рівнянь, що описують залежності змінних – струмів та напруг на виводах – один між одними та цими параметрами. Набір таких параметрів дозволить промоделювати роботу приладу в спеціальному середовищі – SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis англ.) симуляторі [2].

Існує два способи визначення параметрів моделей:

- 1) Теоретичний розрахунок на основі фізичної теорії напівпровідників та відомих параметрів технології виробництва.
- 2) Проведення дослідів з виготовленим пристроєм та аналіз вимірних результатів.

					ДК51.468169.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		6

Останній краще забезпечує точність відтворення характеристик готового пристрою та користується більшою популярністю. Цей спосіб називається екстракцією (з англ. extraction – витягання) параметрів [3].

На сьогодні не існує єдиного способу екстракції параметрів моделі. Різні методики використовують різні набори вимірних даних для подальшого аналізу, а також різні алгоритми обробки цих даних, з застосуванням оптимізації або регресії [4]. Найпростішим же ж способом є пряма екстракція [5], яка заснована на безпосередньому використанні вимірних ВАХ транзисторів шляхом аналізу нахилу графіка та його точок перетину з осями, тощо.

Перш ніж виконувати екстракцію параметрів, необхідно здійснити необхідні виміри для отримання вихідних даних. Комплексні моделі високого рівня потребують великого набору даних та дорогого точного вимірювального обладнання для спостереження всіх нюансів поведінки приладу. Параметри простіших моделей можуть же ж бути отримані завдяки вимірам ВАХ в основних режимах роботи транзисторів та ємностей у невеликому діапазоні постійних напруг.

Аналіз моделей біполярних транзисторів

Класичними та досі актуальними моделями біполярних транзисторів є дві основні моделі: модель Ебберса-Молла [6] та її ускладнена версія – модель Гуммеля-Пуна [7], покращені версії якої використовуються для моделювання біполярних транзисторів у інтегральних мікросхемах. Для опису більшості дискретних біполярних транзисторів достатньо першої.

Подібно до рівнів моделей для одного приладу, в рамках однієї моделі є основні та другорядні параметри. Основні SPICE-параметри для моделі Ебберса-Молла наведено у таблиці 1.1.

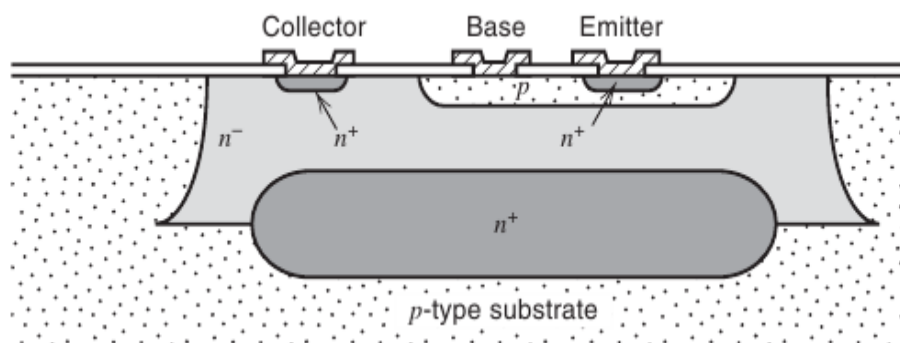
Якщо немає явно вказаних усіх параметрів моделі, SPICE-симулятор автоматично призначить їм значення за замовчуванням. Таким же ж чином, хоча SPICE-симулятор підтримує модель Гуммеля-Пуна, за відсутності деяких параметрів модель автоматично спрощується до моделі Ебберса-Молла. Повний список параметрів моделі Гуммеля-Пуна наведено у [7].

					<i>ДК51.468169.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		7

Таблиця 1.1 - Основні параметри моделі Ебберса-Молла

SPICE- параметр	Літературне позначення	Назва параметра	Одиниці вимірювання
I_S	I_s	Струм насичення	А
BF	β_f	Ідеальний максимальний коефіцієнт передачі струму	-
VAF	V_{Af}	Напруга Ерлі	В
CJE	C_{je}	Бар'єрна ємність база- емітерного переходу при нульовому зміщенні	Ф
CJC	C_{jc}	Бар'єрна ємність база- колекторного переходу при нульовому зміщенні	Ф

Структуру перерізу типового вертикального біполярного *npr* транзистора зображено на рисунку 1.1.

Рисунок 1.1 - Структура перерізу вертикального *npr* транзистора.

Біполярні транзистори працюють на основі явища дифузії в напівпровідниках [8], за рахунок попадання заряду з емітера в базу та його подальшому руху в напрямку колектора, при прямому зміщенні р-п переходу база-емітер. При цьому струм колектора експоненційно залежить від напруги база-емітер з коефіцієнтом I_s та одночасно є в β_f разів більшим, ніж струм бази.

Детально фізику роботи біполярного транзистора описано в [9]. Формули, що пов'язують ці величини [9]:

$$I_c = I_s \exp\left(\frac{V_{be}}{V_T}\right) \quad (1.1)$$

$$I_b = \frac{I_s}{\beta_f} \exp\left(\frac{V_{be}}{V_T}\right) \quad (1.2)$$

$$I_c = \beta_f \cdot I_b \quad (1.3)$$

де: V_T – температурний потенціал, що рівний 26 мВ при кімнатній температурі;

I_c – струм колектора;

I_b – струм бази;

V_{be} – напруга база-емітер.

Остання формула однак є спрощеною, та не враховує рекомбінаційний струм у базі.

Для екстракції параметрів I_s та β_f , згідно з (1.1) та (1.2) необхідно виміряти вхідну та передавальні характеристики транзистора та знайти необхідні величини. На практиці, по вимірних характеристиках будується графік залежності логарифму струму від напруги, як показано на рисунку 1.2.

Використовуючи (1.1) рівняння логарифму струму колектора матиме вигляд:

$$\ln(I_c) = \ln(I_s) + \frac{V_{be}}{V_T} \quad (1.4)$$

Графіки струмів відрізнятимуться за формою від того, як це описано ідеальними рівняннями. Для екстракції параметрів розглядаються ті їх частини, при яких логарифми струму бази та струму колектора йдуть паралельно один до одного. Цей набір вимірних точок апроксимується прямою лінією. Тоді I_s отримується шляхом екстраполяції струму колектора на вісь струму, а β_f , як відстань між двома графіками, що в аналітичному вигляді:

$$\ln(I_s) = \ln(I_c(V_{be} = 0)) \quad (1.5)$$

$$\beta_f = \exp(\ln(I_c) - \ln(I_b)) \quad (1.6)$$

Таким чином отримується два основних статичних параметри.

					ДК51.468169.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		9

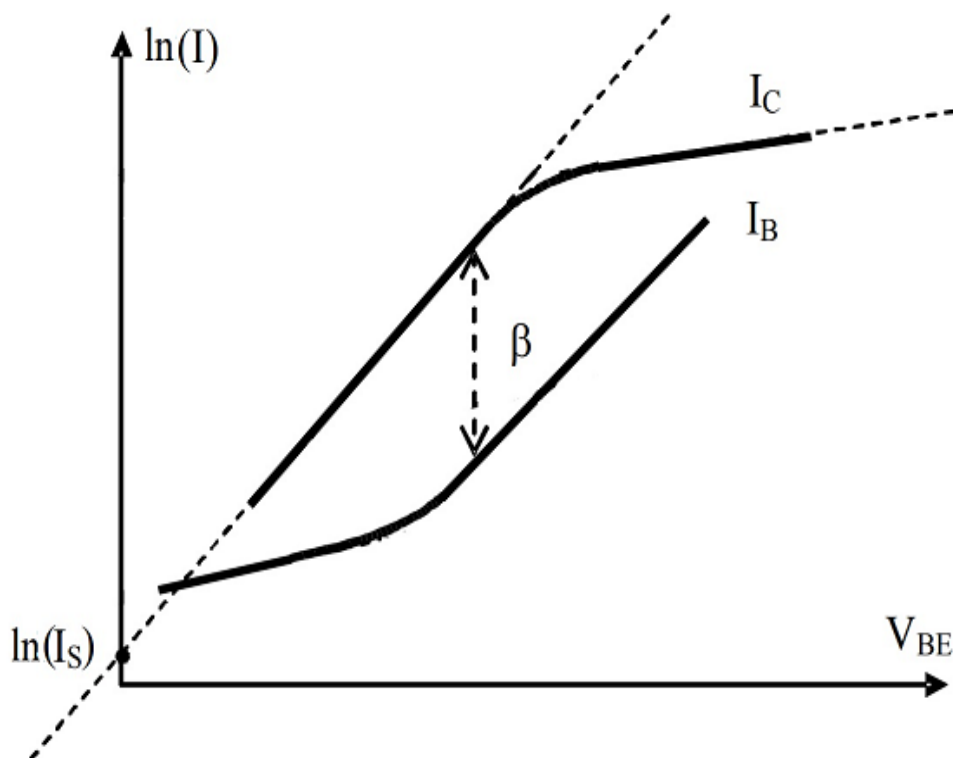


Рисунок 1.2 - Графік логарифму струмів колектора та бази в залежності від напруги база-емітер.

Насправді, формула (1.1) є неповною (хоча її використання для отримання попередніх параметрів справедливо), оскільки не враховує вплив напруги колектор-емітер на струм колектора. При зростанні напруги колектор-емітер при сталій нарузі база-емітер, збільшується і зворотня напруга база-колектор, внаслідок чого збіднена область база-колекторного переходу стає ширшою, а сама база – вузкою, що приводить до збільшення струму. Цей вплив наближено враховується за допомогою параметра V_{Af} . Доповнена формула має вигляд [9]:

$$I_c = I_s \exp\left(\frac{V_{be}}{V_T}\right) \left(1 + \frac{V_{ce}}{V_{Af}}\right) \quad (1.7)$$

де V_{ce} – напруга колектор-емітер;

Для екстракції цього параметру необхідно побудувати вихідну характеристику, а бажано їх сімейство при різних струмах бази (рис.1.3).

Далі, подібно до попереднього випадку розглядається не вся характеристика, а тільки та частина, що має низький нахил (залежність від

напруги). Ця частину також апроксимується прямою лінією, а V_{Af} обчислюється, як [9]:

$$V_{Af} = \frac{I_c}{k} \quad (1.8)$$

де k – величина нахилу.

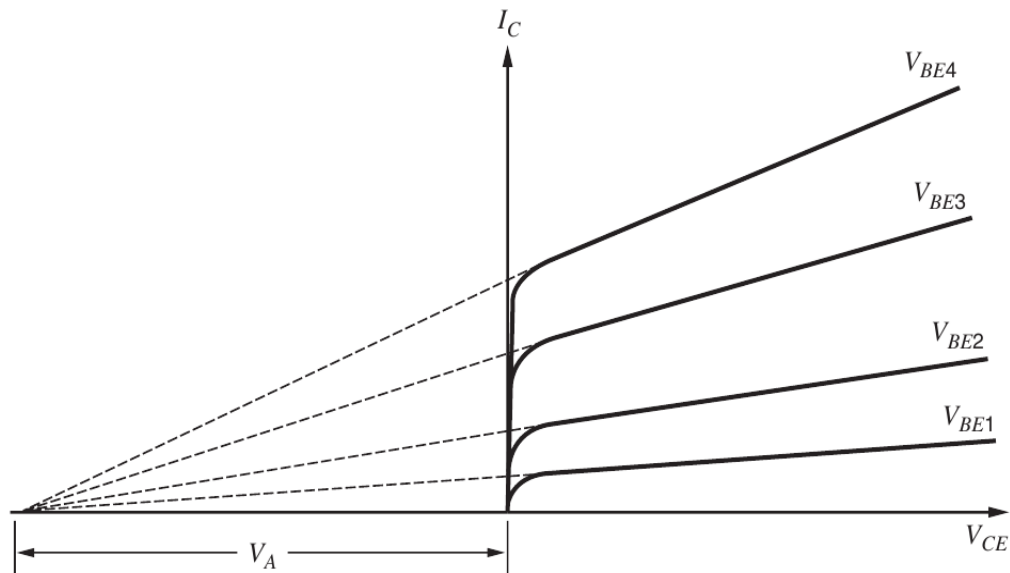


Рисунок 1.3 - Сімейство вихідних характеристик біполярного транзистора.

Параметри, що залишилися, а саме C_{je} та C_{jc} – бар'єрні ємності база-емітерного та база-колекторного р-п переходів відповідно при нульовій постійній напрузі на цих переходах. Ці ємності, в дійсності є нелінійними, та змінюються зі значенням напруги на переходах. Самі зміни в свою чергу описуються з застосуванням попередніх параметрів та параметрів M_{je} та M_{jc} , що показують характер цих змін. Але в більшості випадків цим явищем можна знехтувати. Тоді C_{je} та C_{jc} можна просто виміряти в невеликому діапазоні навколо нульового постійного зміщення. Методика вимірювання динамічних параметрів ємності наведена далі.

Аналіз моделей МДН-транзисторів

На відміну від біполярних транзисторів, МДН-транзистори на сьогодні зайняли домінуюче місце у виробництві напівпровідникових пристроїв. Їх

моделей існує десятки різних рівнів [10]. Моделі відрізняються в залежності від складності, технології, довжини каналу, тощо. Проте комплексні моделі використовують для опису транзисторів, що виготовляють за технологіями, що складають порядку нанометрів. Для опису ж дискретних силових МДН-транзисторів достатньо найпростішої моделі першого рівня.

Основні параметри моделі першого рівня наведено у таблиці 1.2.

Таблиця 1.2 - Основні параметри моделі першого рівня МДН-транзистора.

SPICE- параметр	Літературне позначення	Назва параметра	Одиниці вимірювання
K_P	K_p	Передавальна провідність	$A \cdot B^{-2}$
V_{TO}	V_{to}	Порогова напруга	B
$LAMDA$	λ	Модуляція каналу	B^{-1}
CGS	C_{gs}	Ємність затвор- витік при нульовому зміщенні	Φ

Поведінка параметрів моделей МДН-транзисторів у SPICE-симуляторах не відрізняється від біполярних (та й інших напівпровідникових), тобто у разі відсутності вказаних параметрів, їх значення назначатимуться за замовчуванням, а модель автоматично спрощуватиметься. Повний список SPICE-параметрів, що на сьогодні підтримуються симуляторами наведено у [11].

Структура перерізу найпростішого МДН-транзистора наведена на рис.1.4.

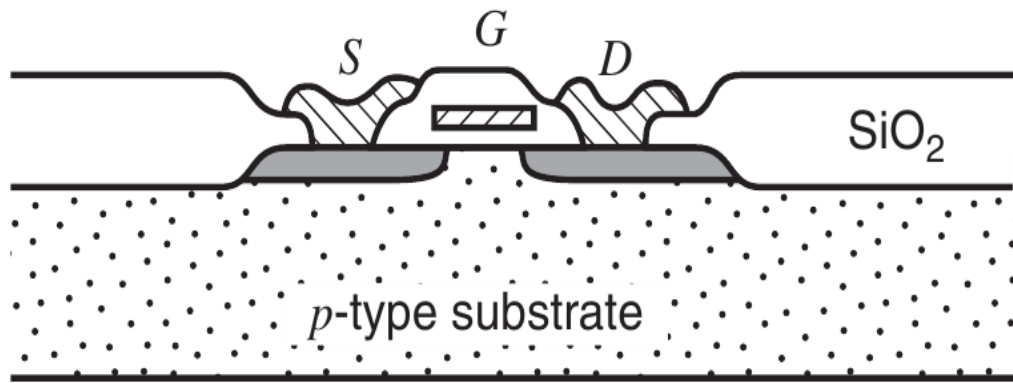


Рисунок 1.4 - Структура перерізу простого n-канального МДН-транзистора.

В порівнянні з біполярними транзисторами польові МДН-транзистори керуються напругою, а не струмом. Струм стоку викликається завдяки прикладенню напруги затвор-витік та виникненню явища інверсії в каналі після досягнення певного рівня напруги, рівного V_{to} - порогової напруги. Після досягнення цього значення, в режимі насичення, струм стоку змінюється за квадратичним законом пропорційно значенню K_p . Детально фізика роботи МДН-транзистора розглянута у [9]. Формула, що описує цю залежність [9]:

$$I_d = K_p \cdot (V_{gs} - V_{to})^2 \quad (1.9)$$

де I_d – струм стоку;

V_{gs} – напруга затвор-витік.

Отримання параметрів не сильно відрізняється від параметрів біполярного транзистора. Аналогічно вимірюється передавальна характеристика. Від цієї характеристики береться квадратний корінь. Після цього досліджується лінійний регіон, який апроксимується лінією. Точка перетину цієї лінії з віссю напруги буде параметром V_{to} , а кватрат нахилу лінії - K_p . Графік кореню струму стоку в залежності від напруги затвор-витік показано на рис. 1.5. Аналітично параметри знаходяться як [9]:

$$V_{to} = V_{gs}(I_d = 0) \quad (1.10)$$

$$K_p = \left(\frac{d(\sqrt{I_d})}{dV_{gs}} \right)^2 \quad (1.11)$$

Таким чином отримується два перших параметри.

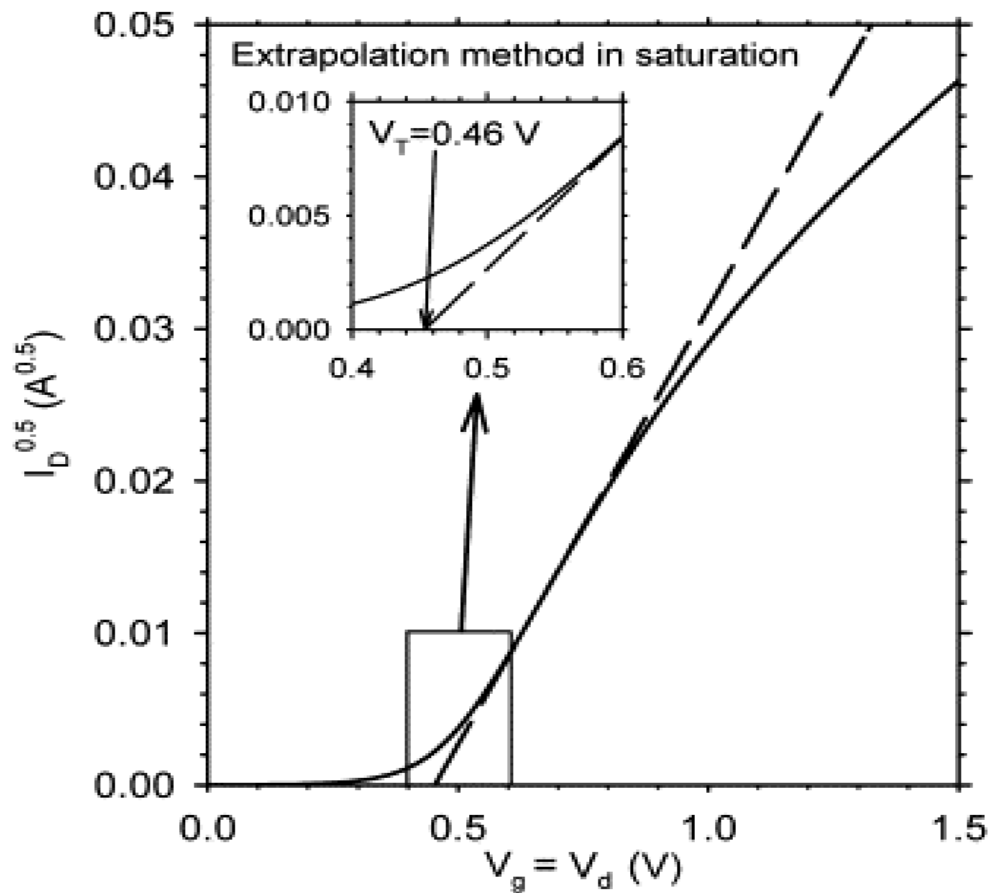


Рисунок 1.5 - Графік залежності кореню струму стоку від напруги затвор-витік.

Подібно до біполярного транзистора, струм стоку також описується формулою, що враховує вплив напруги стік-витік:

$$I_d = K_p \cdot (V_{gs} - V_{to})^2 (1 + \lambda \cdot V_{ds}) \quad (1.12)$$

де V_{ds} – напруга стік-витік;

Знаходження параметру λ абсолютно аналогічне до V_{Af} , за винятком кінцевого вигляду аналітичного значення:

$$\frac{1}{\lambda} = \frac{I_c}{k} \quad (1.8)$$

де k – величина нахилу.

Останній параметр C_{gs} також є ємністю, і дуже подібний до того, що є було розглянуто у біполярного транзистора. Цей параметр теж отримується шляхом простого вимірювання.

1.2 Аналіз існуючих рішень. Патентний пошук

Аналіз існуючих типів вимірювачів.

Більшість існуючих вимірювачів параметрів, що носять назву тестерів транзисторів, дозволяють отримати дуже обмежену інформацію про їх функціонування. Наприклад, транзисторні тестери, що присутні в складі багатьох сучасних цифрових мультиметрів мають функцію вимірювання лише одного параметру – коефіцієнту підсилення струму біполярного транзистора. Часто, мультиметром вимірюють транзистори не для того, щоб дізнатися його поведінку, а для тесту, чи не вийшов досліджуваний пристрій з ладу. Виміряне підсилення струму в такому випадку використовують, як індикатор працездатності транзистора та його основної властивості – «підсилення» сигналу.

Існують і інші типи вимірювачів, що призначені не для комплексної характеристики поведінки транзисторів, а для визначення деяких наближених параметрів та інших властивостей. Такі вимірювачі, окрім того ж підсилення струму, часто дають наближену інформацію про значення прямого падіння напруги база-емітер, при якій транзистор відкривається, паразитні зворотні струми, порогову напругу та опір каналу відкритого польового транзистора а також інші. Окремо можна згадати при тестери компонентів, які визначають тип компонента, що підключається, та порядок його контактів.

Для більш детального дослідження поведінки транзисторів можливе використання характеріографів [12] – пристроїв, що дозволяють будувати залежності струмів через виводи елементів від напруг їх виводах, або іншими словами, вимірюють ВАХ елементів. Недоліки використання ВАХ, як вичерпного джерела інформації про транзистор наведено у вступі.

Такі дані бувають корисними, але цього, очевидно, не достатньо для комплексної характеристики поведінки транзистора. Натомість вимірювання параметрів моделі дає найповнішу інформацію про функціонування транзисторів.

Проте пристрої, які б дозволяли визначати параметри моделі транзисторів не є поширеними та не мають популярності на ринку. Це можна пов'язати з наступними причинами:

					ДК51.468169.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		15

- як правило, модельні параметри визначають виробники напівпровідників для власної продукції;
- більшість модельних файлів для існуючих компонентів також вже існує;
- для сучасної продукції моделі не є елементарними та налічують багато параметрів, для визначення яких використовується комплексний підхід та цілі вимірювальні системи з великою кількістю високоточного обладнання;
- подібні пристрої не можуть бути універсальними ні по електричних характеристиках, ні по конструкції, тоді як для великого різновиду продукції потрібен індивідуальний підхід;
- спроби зробити такий пристрій, скоріше за все, приведуть до неоптимального використання ресурсів і вони не зможуть конкурувати з традиційними вимірювальними системами, які з легкістю можуть бути модифікованими;

Таким чином в багатьох випадках співвідношення вартості до користі такого пристрою не виправдовуватиме очікувань. Тим не менш, наявність параметрів моделі все ще в найбільш повній мірі характеризує поведінку транзистора, та інколи може виникнути необхідність їх визначення. Однак навіть в такому випадку для цього не обов'язково мати в наявності окремий пристрій. Всю процедуру можна провести вручну за наявності простого обладнання загального призначення. Подібний спосіб дуже затратний по часу, а якщо це доводиться робити часто, тоді слід шукати інші способи.

Якщо виключити ручні виміри та обрахунки, для визначення моделей можна самостійно зібрати автоматизовану систему. Приклад такої системи описаний в [13], де використовується велика кількість спеціалізованого обладнання одного виробника. За інших обставин недоліки цього підходу також очевидні:

- необхідне вимірювальне обладнання не завжди є в наявності;
- для об'єднання всіх складових в систему можна зіткнутися з проблемою несумісності різних частин одне з одним;

- автоматизація процесу вимірювання для всіх складових вимагатиме використання складних протоколів обміну даними та великої кількості налаштувань.

Тут слід зазначити, що виконання двох кроків – збору та аналізу даних – не обов’язково слід виконувати одночасно за допомогою одних і тих же ж засобів. Наприклад, якщо в системі використовується мікроконтролер для управління процесом виміру, обробку даних можна провести окремо, не навантажуючи цим мікроконтролер.

Саме тому простий пристрій, який швидко та автоматично вимірює хоча й невелику кількість, але все ще основних параметрів може знайти своє застосування. Параметрів, наведених в таблиці 1.1 та таблиці 1.2, достатньо для визначення поведінки транзистора при його основному режимі включення в більшості застосувань.

На основі цих даних було прийнято рішення розробляти вимірювач, як самостійний пристрій, що не вимагає використання жодних додаткових елементів (за винятком підключеного ПК). Обробку даних та виведення остаточних результатів покладено на програмне забезпечення для ПК.

Патентний пошук.

Під час проведення патентного пошуку було виявлено декілька патентів, що стосуються теми вимірювачів параметрів транзисторів, як самостійних пристроїв.

Було проаналізовано патент US7062410B2 “Transistor performance analysis system” [14]. Автор Charles H. Winsted, рік видання 2004. В даному патенті описується пристрій, функціонування якого близьке до характеріографа. Тобто він дозволяє будувати ВАХ вимірюваного транзистора. Звичайно, необхідні вимірювання проводяться автоматично. В патенті описано призначення пристрою для використання його для вимірювання ВАХ великої кількості транзисторів на одному вейфері [15]. Основна ціль в такому випадку – це автоматизований процес, що дозволяє швидко проводити збір великої кількості даних.

Як було сказано раніше, процеси виміру та обробки даних можна розділити, проте в патенті не згадується про подальшу обробку вимірних даних. Тому можна стверджувати що забезпечений ним функціонал не задовольняє цілей, поставлених у цій роботі.

Було проаналізовано патент US8935146B2 “Computer aided design apparatus, computer aided design program, computer aided design method for a semiconductor device and method of manufacturing a semiconductor circuit based on characteristic value and simulation parameter” [16]. Автори Hiroshi Arimoto, Seiichiro Yamaguchi, рік видання 2008. В даному патенті описаний пристрій, що проводить процес визначення параметрів МДН-транзисторів, а саме порогової напруги та мобільності та деяких інших шляхом їх підбору. В цьому способі також проводяться виміри характеристик, проте визначення параметрів проводиться не шляхом їх екстракції безпосередньо з характеристики. Параметри розглядаються, як змінні, що залежать від інших параметрів множених на коефіцієнти. До параметрів впливу належать, наприклад, довжина та ширина транзистора, тобто цей пристрій призначений для визначення параметрів масштабованих МДН-транзисторів. Процес визначення параметрів SPICE-моделі таким чином зводиться до їх обрахунку, для чого необхідно з'ясувати коефіцієнти біля параметрів впливу. Методика визначення цих коефіцієнтів полягає у випадковому їх підборі, обчисленні параметрів та симуляції отриманої моделі. Результати симуляції порівнюються з результатами вимірювання – якщо обидві криві ВАХ збігаються, це означає, що коефіцієнти є правильними. Якщо ж ні, підбираються інші коефіцієнти та симуляцію запускаються знову. Цей процес є ітераційним та триває доки не буде досягнуто достатньої точності у відтворенні вимірних значень.

В цьому патенті також використовується обробка даних за допомогою ПЗ написаного для ПК. Оскільки пристрій, розроблюваний в даній роботі застосовується лише для виміру параметрів дискретних немасштабованих транзисторів, та методика екстракції описана в розділі 1.1 цілком підходить для їх визначення, то підходи використанні в даному патенті є надлишковими.

					<i>ДК51.468169.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		18

Було проаналізовано патент US7711526B2 “Simulator and parameter extraction device for transistor, simulation and parameter extraction method for transistor, and associated computer program and storage medium” [17]. Автор Kazuhiro Maeda, рік видання 2003. В даному патенті описується пристрій, який визначає параметри порогової напруги, опір каналу та параметр γ МДН-транзистора. Структурна схема роботи пристрою наведена на рисунку 1.6.

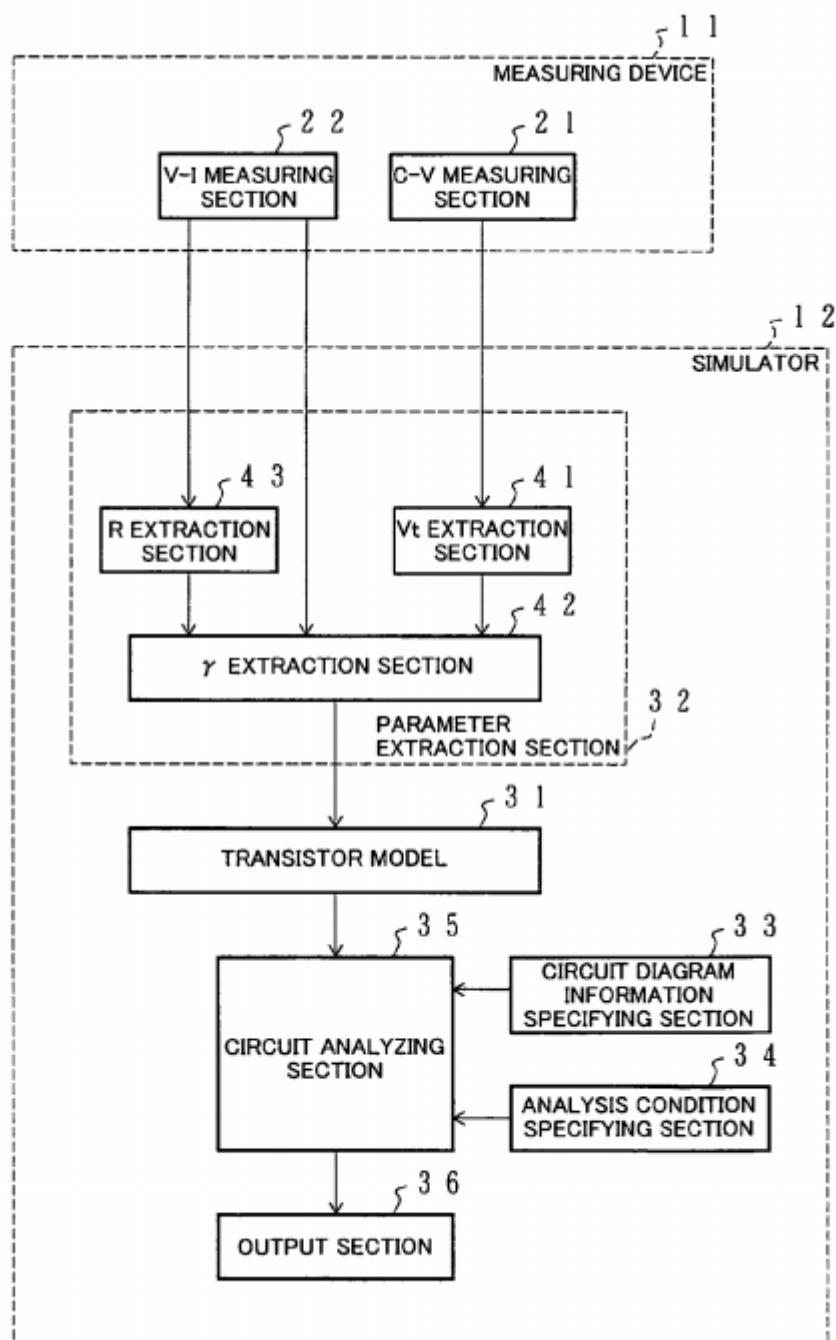


Рисунок 1.6 – Структурна схема пристрою

В даному пристрої також проводиться вимір характеристик, при чому для виміру двох різних характеристик використовується два окремих блоки. В блоці Simulator, що означає написане ПЗ для ПК, виміряні дані обробляються, та отримуються параметри шляхом їх екстракції з характеристики. Результатом роботи блоку екстракції є готова модель. Решта частина структурної схеми проводить симуляцію з заданими налаштуваннями для перевірки точності отриманої моделі виміряним значенням.

Розглянутий патент має структуру, яка найкраще підходить для визначення параметрів, розглянутих в розділі 1.1. Було прийнято рішення використовувати саме дану структуру для побудови вимірювача в даній роботі.

В результаті патентного пошуку, було з'ясовано, що самостійний пристрій, який визначає ті параметри моделі, що перераховані в розділі, розробляється вперше.

Висновки до розділу:

У розділі розглянуто різні моделі, що використовуються при моделюванні роботи біполярних та МДН-транзисторів. Обрано найпростіші з них для визначенням параметрів моделі. Наведено основні параметри моделі, та описано, їх фізичний зміст та як вони впливають на поведінку транзисторів. Наведено необхідні кроки для отримання моделей та детально описана процедура екстракції параметрів моделей.

Було проведено аналіз існуючих типів вимірювачів, їх вихідної інформації, проаналізовано переваги та недоліки в порівнянні з пристроєм, що розробляється. Продемонстровано, що визначення параметрів моделі найкраще описує поведінку транзистора. Також було розглянуто способи та системи, що використовуються для отримання параметрів моделі. Було прийнято рішення розробляти самостійний пристрій, що виконував би всі необхідні кроки та не використовує додаткової апаратури. Проведено патентний пошук, та з'ясовано, що самостійний пристрій, який визначає ті параметри моделі, що перераховані в розділі, розробляється вперше.

					<i>ДК51.468169.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		20

Розділ 2. СХЕМОТЕХНІЧНЕ ПРОЕКТУВАННЯ

2.1 Принцип роботи пристрою та розробка структурної схеми

Згідно опису методики визначення статичних параметрів транзистора, наведеного у першому розділі, спершу слід зібрати необхідні дані, на основі яких відбуватиметься безпосередньо екстракція. Таким чином роботу пристрою можна умовно поділити на два етапи:

- вимірювання статичних характеристик транзистора;
- обробка результатів вимірювання та формування моделі.

Для виконання цих етапів було прийнято рішення проводити вимірювання автоматизовано з використанням мікроконтролера, який передаватиме виміряні дані на ПК, де вони програмно оброблятимуться і буде сформовано модель.

Динамічні параметри (значення ємностей) вимагають лише самого виміру та не потребують додаткової обробки результатів. Ці значення також передаватимуться на ПК для додавання їх до моделі.

Результатом роботи пристрою є текстовий файл, що містить в собі модель досліджуваного транзистора з основними параметрами.

Відповідно апаратна частина пристрою містить два основних вимірювальних блоки:

- блок вимірювання ємності між контактами;
- блок вимірювання ВАХ транзистора.

Обидва блоки працюють незалежно одне від одного, проте мають спільний блок управління. Вимірювання статичних та динамічних параметрів відбувається по черзі, включаючи транзистор в кожен з блоків окремо.

Блок вимірювання ємності

Методика вимірювання ємності наступна: транзистор з'єднується послідовно з резистором, значення опору якого завідома відоме. До утвореного RC-кола прикладається сигнал змінної напруги відомої частоти та відомої амплітуди. Відповідно до закону Ома для змінного струму, прикладена напруга

поділиться між резистором та ємністю між контактами транзистора. Далі робота проводиться з сигналом на конденсаторі. Комплексна передавальна функція інтегруючого RC-кола визначається формулою [18]:

$$\frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}}(j\omega) = \frac{1}{1+j\omega RC} \quad (2.1)$$

Формула (2.1) описує залежності амплітуди та фази вихідного сигналу на конденсаторі в комплексній формі. Значення ємності можна шукати як на основі фазового зсуву між входом та виходом, так і на основі спаду амплітуди сигналу. Було обрано спосіб визначення на основі виміряного значення амплітуди, як простіший в реалізації. Для отримання амплітудного значення напруги на конденсаторі, до виходу RC-кола під'єднано піковий детектор. В свою чергу вихід пікового детектора під'єднано до входу АЦП, який проводить вимірювання напруги. Подібний спосіб вимірювання дозволяє уникнути вимірювання багатьох точок сигналу в часовій області та пошуку максимального значення. АЧХ інтегруючого RC-кола визначається формулою (2.2):

$$\left| \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}}(j\omega) \right| = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{1}{\sqrt{1+(\omega RC)^2}} \quad (2.2)$$

де: $U_{\text{вих}}$ – амплітуда вихідного сигналу (В);

$U_{\text{вх}}$ – амплітуда вхідного сигналу (В).

Після перестановки та спрощення (2.2), дає формулу для визначення ємності:

$$C = \frac{1}{\omega R} \sqrt{\left(\frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вих}}}\right)^2 - 1} \quad (2.3)$$

Недоліком даного способу вимірювання ємності є те, що він не виключає впливу паразитних параметрів, який може бути врахований лише програмним шляхом. Перевагою – простота реалізації.

Блок вимірювання ВАХ

Для вимірювання ВАХ в автоматичному режимі необхідно, щоб мікроконтролер змінював послідовно напругу на контактах транзистора та міряв

струм, що в них втікає при різних значеннях напруги. Для біполярних та польових транзисторів призначена одна й та ж схема вимірювання.

Формування напруги. Було розглянуто два способи зміни напруги на контактах. Перший полягає у використанні ШІМ-сигналу та інтегратора, що усереднював би його значення. Таким чином змінюючи коефіцієнт заповнення сигналу можна отримати різні значення напруги на виході інтегратора. Другий спосіб – використати ЦАП.

До переваг першого способу можна віднести можливість отримати практично будь-яке значення напруги від нуля до живлення. Недоліками є пульсації напруги на виході інтегратора, а також для становлення середнього значення напруги необхідний деякий проміжок часу, що для виміру багатьох точок ВАХ може тривати відносно довго.

ЦАП, в свою чергу, має недолік у вигляді кінцевої розрядності. Проте суттєві переваги у вигляді моментального встановлення необхідного значення та відсутність пульсацій (без урахування шумів).

Оскільки для вимірювання ВАХ не є важливим значення сигналів в конкретних точках, а сама крива та її характер, і вимірювання цілих сімейств кривих вимагає значної кількості точок, вибір однозначно впав на використання ЦАП для формування напруги на контактах.

Транзистор – компонент з трьома контактами. Для побудови вхідної, передавальної та вихідних характеристик транзистор включається одним з контактів – емітером – на відомий потенціал, а на двох інших змінюється напруга. Такий спосіб дозволяє встановити будь-яку напругу між парою контактів, звісно, в обмеженому діапазоні. Очевидно, що для постійного підтримання сигналу на терміналах необхідно два незалежних канали ЦАП.

Вимірювання струму. Для вимірювання струму використовується резистор відомого опору, включений послідовно з виводом транзистора. За допомогою двох каналів АЦП отримується значення напруги на обох виводах резистора та знаходиться струм за законом Ома.

Для зменшення ефектів шумів вимірювання проводяться декілька разів та за кінцеве значення береться їх середнє арифметичне.

Вимірювання напруги. Напруга на виводах відрізнятиметься від тієї, що видає ЦАП, оскільки велика її частина падатиме на послідовному резисторі, через який протікає струм, що вимірюється. Вимірювання напруги безпосередньо на контактах відбувається за допомогою АЦП, один з каналів якого підключений до вузла з'єднання резистора з виводом. Напруга між парою контактів визначається різницею виміряного значення та відомою напругою на емітері.

При вимірюванні напруги використовується той же метод, що й при вимірюванні струму.

Вихідні буфери. Необхідне значення напруги встановлюється за допомогою ЦАП, але оскільки блок повинен мати змогу пропустити високі струми, було прийнято рішення використовувати вихідні буфери з високою навантажувальною здатністю, що задовольняють вимогам ТЗ.

Обмеження вихідного струму. Колектор або стік транзистора здатний пропускати дуже високий струм при високих струмі бази або напруги затвор-витік, тому для уникнення нанесення непоправної шкоди пристрою використовується блок обмеження вихідного струму.

Звісно, послідовний резистор для вимірювання струму терміналу також може слугувати з цією ціллю, але при максимальному струмі згідно ТЗ, транзистор, що вимірюється, не повинен знаходитися в лінійному режимі на всьому діапазоні роботи ЦАП. В такому випадку криву ВАХ неможливо було б використати для екстракції напруги Ерлі. Іншими словами, при використанні послідовного резистора, в якості обмежувача струму, вся напруга з виходу буфера падатиме на цьому резисторі, що, відповідно, змушує працювати транзистор в лінійному режимі, а це погано з вищеназваних причин. Тому обмеження струму відбувається завдяки окремому блоку, а послідовний резистор вибраний таким чином, щоб при максимальному струмі згідно ТЗ на колекторі або стоку падало достатньо напруги, щоб він працював в активному режимі.

					ДК51.468169.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		24

Таким чином на прикладі біполярного транзистора виміряні вихідні характеристики виглядатимуть приблизно, як на рисунку 2.1. На рисунку V_{max} – максимальна напруга на виході буфера. Чим більший струм колектора, тим більшим є падіння напруги на послідовному резисторі і меншою є напруга колектор-емітер. При напругах $V_{BE1} - V_{BE4}$ значення струму транзистора менше, ніж максимальний струм буфера, і напруги колектор-емітер достатньо, для роботи в активному режимі. При напрузі V_{BE5} струм транзистора перевищує струм буфера, і вихідна крива не придатна для визначення напруги Ерлі.

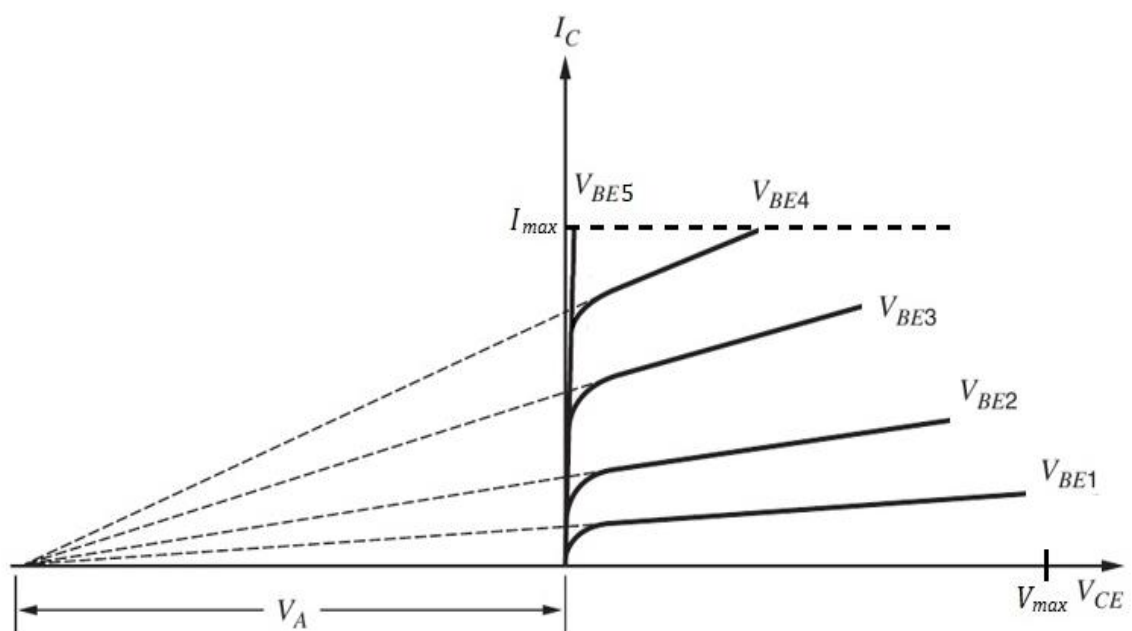


Рисунок 2.1 - Схематичне зображення виміряного сімейства вихідних характеристик біполярного транзистора

Для контактів бази та затвору ж навпаки використано послідовний резистор, як струмообмежувальний. Таке рішення зумовлено тим, що в затвор польового транзистора з ізолюваним затвором постійний струм і так не втікає, відповідно – нічого обмежувати. У випадку з біполярним транзистором припускається, що напруга база-емітер при вимірюванні ВАХ не перевищує 1 В, і номінал резистора вибирається таким чином, щоб при максимальній напрузі на виході буфера протікав максимальний струм згідно ТЗ.

Вхід для транзистора. Спроектований пристрій призначений для визначення характеристик як *npr* біполярних транзисторів, так і для *pnp*, і по аналогії для *n*- та *p*-канальних польових транзисторів, для них потрібно будувати характеристики при різних напругах: позитивній та негативній для різних типів. Оскільки основним керуючим компонентом є мікроконтролер, який має однополярне живлення, згенерувати постійний сигнал з високим струмом та від’ємним значенням напруги можна лише з використанням складних схемотехнічних рішень. Для задоволення цих вимог було прийняти рішення зробити два окремих входи зі своїми схемами виміру. Це пов’язано зі способом підключення емітера транзистора до відомого потенціалу. Для *npr* цим потенціалом є земля, а для *pnp* – стабілізоване живлення. Подібний спосіб дозволить мікроконтролеру оперувати в межах позитивних напруг на виході ЦАП, а різниця потенціалів між парою контактів транзистора буде від’ємною.

Зсув напруги. Діапазон значень напруги на виході ЦАП обмежений землею та його живленням. Для забезпечення високого вихідного струму використовується буфер, напруга живлення якого, як правило, повинна бути більшою, ніж вхідна напруга.

При вимірюванні характеристик *npr* транзисторів *низька* напруга на виході буфера означає одночасно його *низький* вихідний струм, і навпаки при *високій* напрузі на виході протікає високий струм. Буфер, що використовується у схемі вимірювання *npr* транзисторів здатний підтримувати *низьку* напругу при *низькому* витікаючому струмі, та *високу* напругу при *високому* витікаючому струмі, якщо внутрішній вузол його схеми має *вищий* потенціал, аніж його вихід. Інакше кажучи, на стабілізаторі повинна впасти напруга. Це забезпечується вищою напругою живлення, ніж верхній поріг вхідних напруг і проблем не виникає.

На противагу цьому, при вимірюванні *pnp* транзисторів з прийнятим раніше способом включення, необхідно забезпечити *низький* втікаючий струм при *високій* напрузі на виході буфера, та *високий* втікаючий струм при *низькій* напрузі на виході. Це можливо, якщо внутрішній вузол схеми буфера матиме *нижчий*

потенціал, ніж його вихід. Тут постає проблема, оскільки ЦАП видає напругу від нуля до живлення, і при підключенні його виходу безпосередньо до входу буфера призведе до того, що при нульовій напрузі на виході ЦАП, буфер не зможе опустити напругу на виході до нульової, а триматиме вихід на рівні, що забезпечує максимально можливий *втікаючий* струм. Наслідком цього є зменшення діапазону вихідних напруг, при яких проводиться вимірювання. Натомість, згідно умов ТЗ, умови вимірювання для обох видів транзисторів (*npr* та *pnp*) повинні бути однаковими.

Для вирішення цієї проблеми використовується наступний підхід: емітер *pnp* транзистора підключається до вищого потенціалу, аніж напруга живлення ЦАП. Щоб компенсувати цю різницю, вихід ЦАП підключається до блоку зсуву напруги вгору, що додає сталі значення напруги зсуву $V_{зсув}$ до вихідної напруги ЦАП. Значення $U_{зс}$ обраховується за формулою (2.4):

$$U_{зс} = U_{ем} - U_{ЦАП} \quad (2.4)$$

де: $U_{ем}$ – потенціал емітера;

$U_{ЦАП}$ – напруга живлення ЦАП.

Тоді вихід блоку зсуву підключається до буфера, що забезпечить мінімальну напругу на виході буфера рівною $U_{зс}$ і, відповідно, максимальний *втікаючий* струм при мінімальній вихідній напрузі.

При цьому діапазон різниць потенціалів між емітером та другим контактом становитиме $U_{ЦАП}$, як і у випадку з *npr* транзистором.

Однак АЦП має ту ж напругу живлення, що й ЦАП, і все ще міряє значення від нуля до живлення. Тому фактичну напругу на контактах *pnp* транзистора потрібно навпаки зсунути вниз на те ж значення $U_{зс}$ і вимірювати вже отриману напругу.

Врахування вимірюваних значень напруги після зсувів та фактичних значень на контактах транзистора відбувається програмним шляхом.

Принцип, викладений вище містить згадку лише *pnp* біполярних транзисторів, але повністю справедливий і для *p*-канальних польових.

Обмін даними з ПК

Для обміну даними з ПК було прийнято рішення використовувати UART з застосуванням перетворювача USB-UART. До переваг UART можна віднести універсальність та простоту у використанні. Дані між з'єднаними пристроями передаються у вигляді строкових команд, тобто по одному символу, або ж по одному байту. В такому форматі передачі UART повністю справляється з задачею.

Серед основних недоліків UART, можна назвати те, що це доволі повільний спосіб передачі даних. Проте пристрій працює в основному на постійному струмі, а вимірювання даних проводяться частіше, ніж їх пересилання. Вхідні для мікроконтролера команди необхідні тільки при запуску автоматичного вимірювання. Тому швидкодія UART не є основним ключовим критерієм.

Перетворювач USB-UART необхідний для зв'язку з сучасними ПК, які, як правило, вже не містять UART-входу, а використовують найпопулярніший на сьогодні протокол USB.

Живлення

Оскільки пристрій призначений для використання в лабораторних умовах та потребує високої навантажувальної здатності, для його використання потрібний стабільний блок живлення, що працює від мережі 220 В. Значення напруги вибране рівним 9 В, як найнижча стандартна напруга популярних мережевих блоків живлення. Це пов'язано з тим, що чим нижчою є напруга живлення, тим нижчим є споживання потужності пристрою в цілому. Одночасно, цієї напруги достатньо, для задоволення вимог ТЗ.

Для живлення цифрової частини схеми необхідно використання стабілізованої напруги значенням 3,3 В, як популярного стандарту. Також, як було описано вище, потрібне значення напруги, яке є вищим, ніж живлення цифрової частини для вимірювання характеристик *nnp* транзисторів. Таким значенням вибрано інший популярний рівень – 5 В, також отриманих за допомогою

					ДК51.468169.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		28

стабілізатора. Окрім виміру ВАХ, це стабілізоване джерело напруги використовується для живлення блоку вимірювання ємності.

Додатково використано ще одне окреме стабілізоване значення 3,3 В для аналогової частини схеми, призначеної, щоб формувати постійні зміщення струмів та напруг, які використовуються в інших блоках.

Індикація

Додатково добавлений блок індикації наявності живлення, що складається зі світлодіоду та струмообмежувального резистора. Резистор зі світлодіодом підключені напряду до вузла 9 В та світить при наявності живлення.

Блок управління

Весь процес управління процесом вимірювання та обміном даних з ПК відбувається за допомогою мікроконтролера. Мікроконтролер приймає команди від ПК по запуску роботи пристрою, проводить необхідні обчислення для правильного збору корисних даних та пересилає їх на ПК.

Оскільки на сьогодні мікроконтролери слугують цілими обчислювальними системами, було прийнято рішення вибрати такий кристал, який би містив би в собі всю необхідну периферію для проведення вимірювання. Тобто вищезгадані ЦАП, АЦП та UART – є частиною мікроконтролера. Це дозволяє зменшити кількість компонентів на друкованій платі, що позитивно впливає на її розміри та на надійність.

Структурна схема

На основі принципу роботи пристрою, описаного вище, побудовано структурну схему представлену на рисунку 2.2. Штрихованою лінією обведений сам вимірювач, компоненти схеми поза ним – підключаються ззовні. Для спрощення подання, упущено зображення усіх виводів транзисторів та різних вузлів, в які вони підключаються.

					<i>ДК51.468169.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		29

Опис складових схеми та їх взаємодія одне з одним, принцип роботи наведено вище.

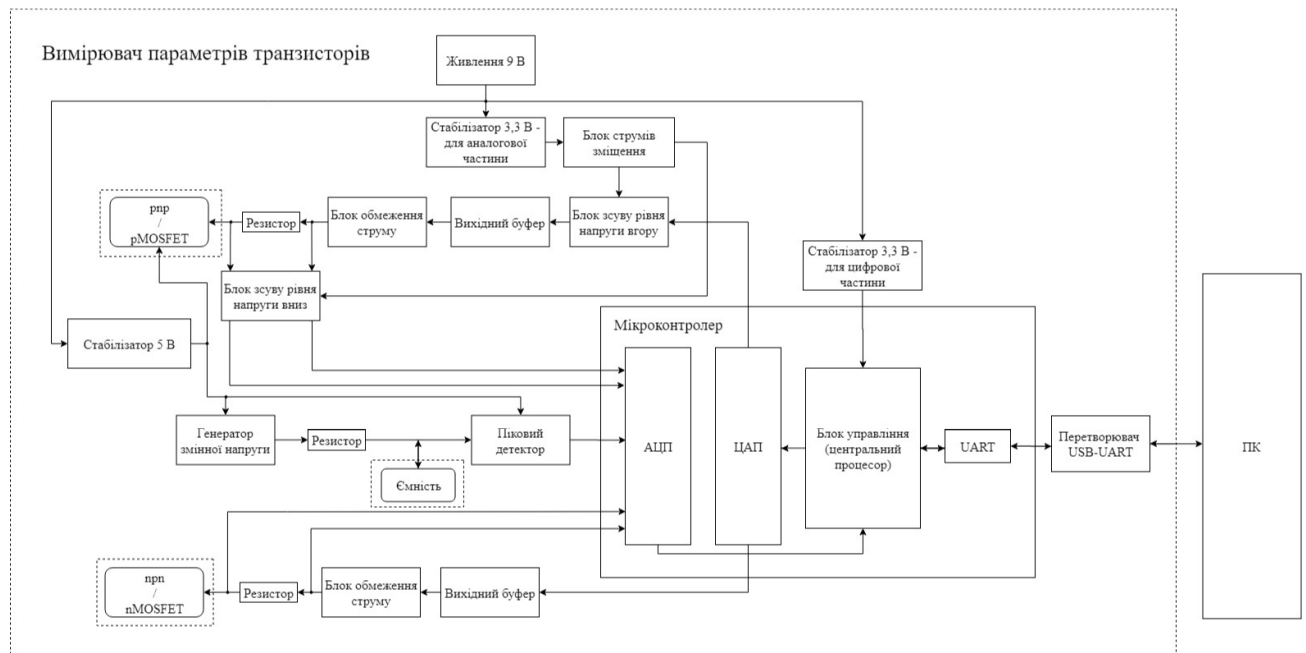


Рисунок 2.2 - Структурна схема вимірювача параметрів транзисторів

2.2 Вибір та обґрунтування елементної бази

При виборі елементної бази першим та головним критерієм є електричні параметри компонентів. Параметри повинні забезпечувати правильне функціонування пристрою з заданими в ТЗ характеристиками та їх точністю. Оскільки розроблений пристрій є вимірювачем, особливу увагу приділено точності вимірювання.

Не менш важливим є здатність пристрою працювати при умовах, вказаних в ТЗ. Оскільки вимірювач призначений для роботи в лабораторних умовах, особливих вимог по цьому пункту до нього не стоїть.

Також при виборі елементної бази слід звертати увагу на геометричні розміри та масу компонентів. Серед аналогів, віддається перевага компонентам для поверхневого монтажу. Вони мають ряд переваг над компонентами для наскрізного монтажу, до числа яких входить менша маса, менші геометричні розміри та відсутність додаткових отворів для монтажу, що зменшують надійність

друкованого вузла. Одним з можливих недоліків можна назвати менше значення максимальної потужності.

Останнім до розгляду приймається термін працездатності та надійність. Оскільки вимірювач повинен працювати в лабораторних умовах, як лабораторний вимірювальний макет незалежно від іншого обладнання, від його працездатності не залежить жодна інша апаратура. Також припускається, що пристрій не працюватиме цілодобово, а слугуватиме як вимірювач при потребі. Виходячи з цього жорстких вимог по надійності не стоїть.

Схема електрична принципова вимірювача складається з активних та пасивних компонентів, аналогових та цифрових мікросхем, пристроїв індикації, роз'ємів та інших компонентів.

Вибір мікроконтролера. Основними вимогами до мікроконтролера є наявність серед периферії вбудованих ЦАП та АЦП, а також UART, для обміну даними з ПК. Також важливий параметром є напруга живлення. Оскільки вимірювач використовується для роботи з низьковольтними транзисторами, напруга живлення повинна мати допустимий рівень 3,3 В. Велика кількість різноманітних мікроконтролерів підпадає під цей критерій.

ЦАП та АЦП повинні мати розрядність, що задовольняє заявлений в ТЗ точності. Так, при точності оцифровування напруги до 1 мВ, при живленні рівному 3,3 В, припустивши, що напруга живлення є опорною напругою, вага молодшого біта повинна бути меншою, ніж 1 мВ. Вага молодшого біта визначається виразом (2.5):

$$LSB = \frac{V_{ref}}{2^N} \quad (2.5)$$

де: LSB – вага молодшого біта;

V_{ref} – опорна напруга;

N – розрядність АЦП.

Отже умова наступна:

$$LSB = \frac{V_{ref}}{2^N} < 1\text{мВ}$$

					ДК51.468169.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		31

звідси мінімальна розрядність АЦП повинна бути:

$$N > \log_2 \left(\frac{V_{ref}}{1\text{мВ}} \right) = \log_2 \left(\frac{3,3\text{В}}{1\text{мВ}} \right) \approx 11,688 \geq 12$$

Також для вимірювання струму за допомогою методу, описаного в розділі 2.1 для двох контактів транзистора, для двох схем різних їх типів потрібно, щоб АЦП мав як мінімум 8 каналів. Додатково мікроконтролер повинен фіксувати поділене вдвічі значення напруги на колекторі *pnp* транзистора. Останнім, що потрібно міряти за допомогою АЦП є пікова напруга в блоці вимірювання ємності. Разом це 10 каналів. Оскільки всі ці значення – постійний сигнал, вони можуть бути виміряні по черзі за допомогою одного багатоканального АЦП.

До ЦАП вимоги по розрядності менші, оскільки для побудови характеристики потрібно побудувати криву на діапазоні напруг, і не важливо, чи будуть в ній конкретні точки. Проте для підтримання постійного рівня напруги на двох контактах транзистора потрібно два незалежних ЦАП в наявності, на відміну від АЦП.

Інші вимоги по швидкодії (тактовій частоті), кількості пам'яті та наявності інших можливостей не є суттєвими. Проте серед мікроконтролерів приблизно однакової вартості вибір слід зробити на користь швидшого з них.

Було прийнято рішення використовувати у вимірювачі мікроконтролер STM32F407VGT [19] виробника STMicroelectronics. Це відносно недорогий популярний мікроконтролер архітектури ARM з ядром Cortex M4. Його основні характеристики:

- максимальна тактова частота: 168 МГц;
- 17 таймерів 16- та 32-бітних;
- підтримка UART, SPI, I²C та інших;
- 3 АЦП розрядністю 12 біт по 16 каналів кожен;
- 2 незалежних ЦАП розрядністю 12 біт.

Як видно з перерахованих характеристик, даний мікроконтролер повністю задовольняє вимогам ТЗ.

Вибір мікросхем. Основні схемотехнічні рішення в пристрої реалізовано з використанням операційних підсилювачів, транзисторів та пасивних компонентів. Окрім них в складі вимірювача також присутні мікросхеми стабілізації напруги та мікросхема перетворення USB-UART.

За допомогою операційних підсилювачів побудовані схеми буферів, блоків зсуву напруги, генератора змінної напруги, пікового детектора, сформовано постійні струми зміщення. В більшості з цих застосувань точність відтворення бажаних характеристик в основному залежить від параметра вхідної напруги зміщення. Чим меншою є вхідна напруга зміщення, тим точнішими будуть характеристики функціональних блоків. Проте для досягнення основної цілі – точності вимірювання ВАХ та ємності використовуються потенціометри.

Важливішим вимогою, що стоїть перед операційним підсилювачем є його здатність виконувати свої функції при однополярному живленні. Для можливості побудови ВАХ включно з напругами між контактами меншими, ніж 100 мВ, потрібен операційний підсилювач, який здатний працювати при нульовій вхідній напрузі і повторювати її на виході. Було прийнято рішення використовувати дуже популярний та дуже дешевий операційний підсилювач загального призначення з відносно низькою вхідною напругою зміщення – LM358 [20] виробника Texas Instrument, діапазон вихідних напруг якого складає від нуля до напруги живлення мінус 1,5 В. Діапазон напруг живлення складає від 3 до 32 вольт, що дозволяє його використовувати в будь-якій частині вимірювача.

Мікросхеми стабілізації напруги використані LD1117S33CTR та LD1117S50CTR [21] виробника STMicroelectronics для стабілізації значень 3,3 В та 5 В відповідно. Ці мікросхеми з однієї серії та мають подібні характеристики а винятком вихідної напруги стабілізації. Забезпечують максимальний вихідний струм до 800 мА та здатні розсіювати потужність до 12 Вт. Мікросхема може стабілізувати напругу до 15 В на вході. Даний характеристик цілком достатньо для покриття вимог ТЗ.

В якості перетворювача USB-UART використано мікросхему FT232L [22] виробника FTDI. Дана мікросхема є популярною для вирішення задач

					<i>ДК51.468169.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		33

перетворення протоколів USB-RS-232, USB-RS-485 і, звісно, USB-UART. FT232L має вбудований конвертер з рівнів напруг 5 В до 3,3 В, таким чином може працювати з'єднуючи USB-порт ПК та мікроконтролер з живленням 3,3 В без використання додаткових буферів та мікросхем узгодження логічних рівнів.

Вибір транзисторів. Оскільки через транзистори, ВАХ яких вимірюється може протікати струм до 200 мА згідно ТЗ, основними критеріями вибору транзисторів вихідних буферів були їх максимальний струм та розсіювана потужність. В якості вихідних транзисторів було вибрано біполярні NJT4031NPT3G [23] *nnp* та його комплементарну пару з аналогічними характеристиками NJT4030PT3G [24] *pnp* транзистори виробника ON Semiconductor, як одні з дешевих серед аналогів. Дані транзистори здатні пропускати до 3 А та розсіювати потужність до 2 Вт. Ці дані задовольняють вимогам ТЗ.

Для обмеження струму використані менш потужні біполярні транзистори BC846BLT3G *nnp* та його комплементарну пару BC856BLT3G [25] *pnp* транзистори, як транзистори з максимальним струмом 100 мА, що здатні пропустити через себе 40 мА – максимальний вихідний струм LM358. Також одні з дешевих серед аналогів.

При побудові джерел струму з використанням транзисторів та операційних підсилювачів перевагу було віддано польовим транзисторам з ізольованим затвором, оскільки в їх затвор не втікає постійний струм і це не вносить похибку у вихідний струм, в порівнянні з цією ж схемою на біполярному транзисторі. Для формування опорного струму було використано *n*-канальний NDS7002A [26], як малопотужний транзистор. Для “віддзеркалення” опорного струму та використання його у схемі зсуву напруги було використано подібний до NDS7002A по характеристиках *p*-канальний NDS0610 [27]. Малопотужні транзистори вибрано з метою мінімізувати паразитні зворотні струми *p-n* переходів та внесення похибки в значення бажаного струму.

					ДК51.468169.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		34

Вибір конденсаторів. Конденсатори в схемі вимірювача виконують функціональну роль тільки в блоці виміру ємності, як елемент генератора, що задає його частоту, і також як частина інтегратора на виході пікового детектора. З цією ціллю було вибрано керамічні конденсатори для поверхневого монтажу 0805 50 В Х7R з допуском 5% виробника KEMET, як дешеві конденсатори загального призначення з відносно високою точністю номіналу. Таке рішення було прийняте в зв'язку з використанням потенціометра для налаштування точного значення необхідної частоти.

В схемах формування постійної напруги зміщення для генератора та схемі формування постійного струму зміщення ці ж конденсатори виконують роль згладжування пульсацій та шумів, тому не потребують високої точності.

Решта конденсаторів виконують допоміжну роль в якості обв'язки основних мікросхем та вибрані згідно з рекомендаціями в їх документації. Керамічні конденсатори також виробника KEMET.

Електролітичні конденсатори вибрані для поверхневого монтажу виробника Nichihon Radial 16 В з допуском 20%. Ці конденсатори також виконують лише роль фільтруючих по живленню, і не потребують точності.

Вибір резисторів. Вимірювач працює в основному на постійному струмі, причому в більшості схеми великі струми не протікають. Тому для більшої частини вибрано резистори 0805 0,25 Вт допуском 1% виробника YAGEO. Така точність зумовлена тим, що резистори беруть участь в формуванні постійних струму та напруги зміщення відповідно, в блоках зсуву рівня напруги та формуванні джерел струму. Відповідно, чим менший допуск резисторів, тим меншу похибку в параметри цих частин схеми вони вносять.

Резистори, що виконують роль послідовних з контактами транзисторів обрано 2512 1 Вт допуском 0,1% виробника YAGEO. Це пов'язано з тим, що через ці резистори протікатиме великий струм, і вони повинні розсіювати велику потужність. Значення допуску вибране з урахуванням того, що струм транзистора вимірюється за допомогою них. При чому їх відхилення від номіналу ніяк не можна

					ДК51.468169.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		35

врахувати, тому точність вимірювання можна покращити тільки зменшуючи їх допуск.

Вибір потенціометрів. Потенціометри вибрано потужністю 0,25 Вт допуском 20% виробника Nides Copal Electronics. Призначення цих потенціометрів – настроювання частоти та амплітуди вихідного сигналу генератора змінної напруги та точного значення напруги зсуву. Ці потенціометри використовуються лише раз при першому включенні та тестуванні готового вимірювача для його калібрування. Особливих вимог до них немає, за винятком необхідних номіналів.

Вибір пристроїв індикації. В схемі приймача присутній єдиний пристрій індикації – червоний світлодіод, що сигналізує про наявність живлення. Вибрано SML-D12U1WT86 виробника Rohm Semiconductor. Ніяких особливих вимог до нього немає. Може бути замінений будь-яким іншим з такими ж геометричними розмірами.

Вибір перемикачів. Єдиний перемикач в приймачі – кнопка скидання мікроконтролера EVQ-PSD02K виробника Panasonic. Ніяких особливих вимог до нього немає. Може бути замінений будь-яким іншим з такими ж геометричними розмірами.

Вибір кварцевого резонатора. Кварцевий резонатор вибрано HC49U на 16 МГц виробника Geyer. Вибір даного резонатора пов'язаний з типом монтажу – поверхневим, малими геометричними розмірами та ціною в порівнянні з аналогами.

Вибір роз'ємів. Роз'єм для живлення вибраний стандартний для поверхневого монтажу PJ-014DH-SMT-TR виробника CUI Inc. – гніздо блоку живлення на 9 В. Особливих вимог немає.

Роз'єм для mini-USB також вибраний стандартний для наскрізного монтажу 105017-0001 виробника Molex. Особливих вимог немає.

Роз'єми CUI_TB003V-500-P02BE та пара роз'ємів CUI_TB003V-500-P03BE виробника CUI Inc. – термінальні блоки, вибрані для з'єднання зовнішніх

					ДК51.468169.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		36

вимірюваних транзисторів до схем вимірювання відповідних параметрів. Можуть пропускати струм до 3 А.

2.3 Розробка і розрахунок схеми електричної принципової

Схема електрична принципова відображає принцип роботи пристрою. Містить зображення всіх компонентів, що складають пристрій, їхні взаємозв'язки одне між одним. Супроводжується переліком елементів, який включає в себе інформацію про значення компонентів, зображених на схемі та їх параметрів. Разом документи дозволяють повністю прослідкувати роботу пристрою.

Проектування принципової схеми слід проводити, як детальне розкриття принципів роботи блоків структурної схеми.

Схема блоку вимірювання ємності

На рисунку 2.3 зображено фрагмент принципової схеми – схема блоку вимірювання ємності.

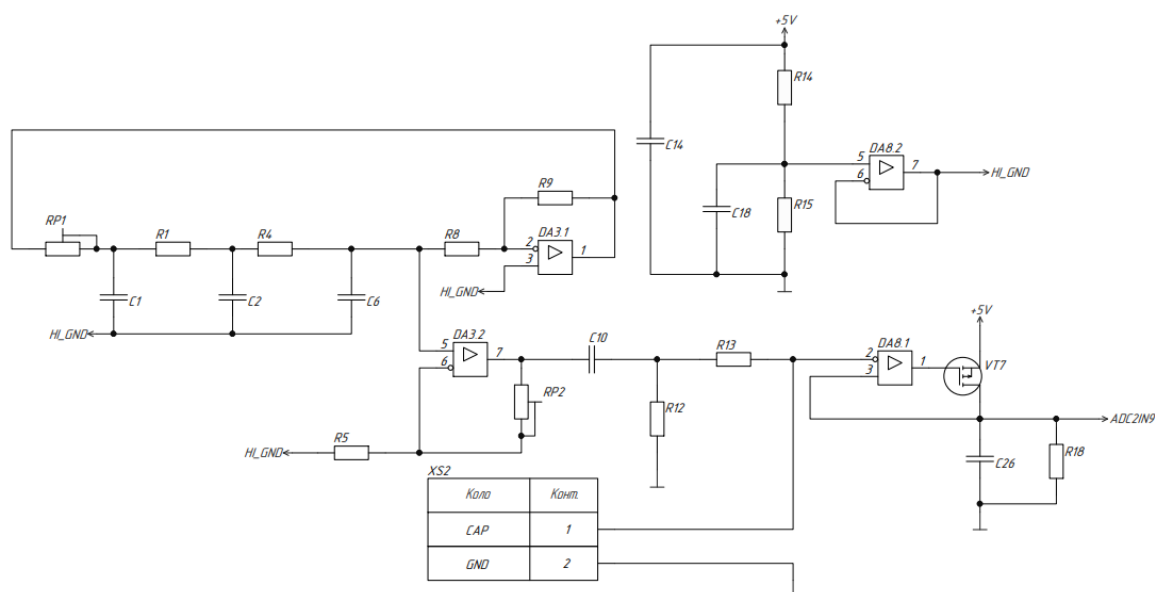


Рисунок 2.3 – Схема блоку вимірювання ємності

Методика вимірювання ємності описана в розділі 2.1. Формула, за якою визначається ємність – (2.3). Необхідно порахувати значення послідовного опору та сталої частоти, що використовується в схемі.

Значення ємностей малопотужних транзисторів становить порядок декількох десятків піко фарад. Нехай, при значенні ємності контактів транзистора

$C_T = 30$ пФ, відношення $\frac{U_{\text{ВХ}}}{U_{\text{ВІХ}}}$ становитиме $\sqrt{2}$. Значення послідовного опору R_{13} нехай дорівнює 470 кОм. Тоді з формули (2.3), враховуючи, що $\omega = 2\pi f$, частота дорівнює:

$$f = \frac{1}{2\pi C_T R_{13}} \sqrt{\left(\frac{U_{\text{ВХ}}}{U_{\text{ВІХ}}}\right)^2 - 1} = \frac{1}{2\pi \cdot 50 \text{ пФ} \cdot 470 \text{ кОм}} \cdot \sqrt{(\sqrt{2})^2 - 1} \approx 11,293 \text{ кГц}$$

Заокруглимо це значення частоти до найближчого значення 10 кГц.

В якості генератор змінної напруги використано схему осцилятора на фазовому зсуві (RC phase-shift oscillator - англ.) [28]. Колом, що задає частоту осциляції слугує послідовне з'єднання трьох інтегруючих RC-кіл: $RP1-C1$, $R1-C2$, $R4-C6$. Частота осцилятора визначається формулою [28]:

$$f = \frac{2,4}{2\pi RC} \quad (2.6)$$

за умови, що значення опорів та ємностей в RC-колах однакові. Нехай значення ємностей становить $C = C1 = C2 = C6 = 22$ нФ. Тоді значення опорів:

$$R = \frac{2,4}{2\pi f C} = \frac{2,4}{2\pi \cdot 10 \text{ кГц} \cdot 22 \text{ нФ}} \approx 1,737 \text{ кОм}$$

Візьмемо найближче значення опорів $R = R1 = R6 = 1,8$ кОм. Потенціометр $RP1$ використовується для точного налаштування частоти осцилятора, разом з резисторами $R1$ та $R6$ матиме змогу змінюватися в діапазоні від 0 до 10 кОм, що включає в себе 1,8 кОм.

Амплітуда сигналу з виходу $DA3.1$, проходячи через всі RC-кола затухає приблизно в 26 раз, отже підсилення інвертуючого підсилювача повинно бути по модулю більшим, ніж 26, щоб коливання були незатухаючими краще на декілька одиниць [28]. Нехай значення підсилення інвертуючого підсилювача $A_{\text{інв}}$ становить -47. Також нехай значення $R8 = 10$ кОм. Формула підсилення інвертуючого підсилювача [28]:

$$A_{\text{інв}} = -\frac{R9}{R8} \quad (2.7)$$

Тоді згідно (2.7):

$$R9 = -R8 \cdot A_{\text{інв}} = -10 \text{ кОм} \cdot (-47) = 470 \text{ кОм}$$

Для того, щоб коливання були можливими при однополярному живленні необхідно сформувати значення постійної напруги зміщення, відносно якої відбуватиметься зміна сигналу. Це відбувається за допомогою $DA8.2$, $R14$, $R15$. На виході операційного підсилювача повинна бути сформована половина від 5 В. Для цього, згідно з формулою подільника напруги [28] опори $R14$, $R15$ повинні бути рівними. Чисельне значення опорів не повинно бути дуже низьким, щоб не пропускати через себе високий струм, але й не дуже високим, щоб вхідний струм та струм зміщення операційного підсилювача не вносили великої похибки в поділене значення. Нехай $R14 = R15 = 10 \text{ кОм}$.

Неінвертуючий підсилювач $DA3.2$, $R5$, $RP2$ створений для регулювання амплітуди вихідного синусоїдального сигналу. Максимальною напругою на виході $DA3.2$ при живленні 5 В може бути 3,5 В, оскільки це LM358 [20]. Відповідно амплітуда синусоїдального сигналу буде вдвічі меншою і становитиме відповідно 1,75 В. Пройшовши через RC-кола це значення затухне в 26 раз і дорівнюватиме:

$$\frac{1,75 \text{ В}}{26} \approx 67,3 \text{ мВ}$$

Згідно з означенням вимірюваних параметрів ємностей, описаних в розділі 1.1, вони повинні бути виміряні при нульовому постійному зміщенні. Амплітуда змінного сигналу, який прикладатиметься до ємності повинна бути достатньо низькою, щоб не відкривати p - n перехід а також не дати проявлятися нелінійним ефектам [9]. Нехай це амплітудне значення дорівнює 300 мВ.

Тож спершу сигнал з постійним зміщенням слід підсилити через $DA3.2$, $R5$, $RP2$, а потім пропустити його через ФНЧ $C10$ - $R12$, щоб прибрати постійну складову. Коефіцієнт підсилення неінвертуючого підсилювача $A_{\text{нінв}}$ [28]:

$$A_{\text{нінв}} = 1 + \frac{RP2}{R5} \quad (2.8)$$

Нехай $R5 = 10 \text{ кОм}$. Значення $A_{\text{нінв}}$ повинно дорівнювати:

$$A_{\text{нінв}} = \frac{300 \text{ мВ}}{67,3 \text{ мВ}} = 4,458$$

Звідки

					ДК51.468169.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		39

$$RP2 = (A_{\text{ннв}} - 1)R5 = (4,458 - 1) \cdot 10 \text{ кОм} = 34,58 \text{ (кОм)}$$

Від точності задання амплітуди цієї напруги залежить точність виміру ємності, оскільки значення, виміряне АЦП на виході пікового детектора порівнюється з вихідною напругою осцилятора. Для цих цілей використано потенціометр $RP2 = 50 \text{ кОм}$, щоб регулювати необхідну точність.

ФВЧ у вигляді $C10$ - $R12$ слугує лише для того, щоб прибрати з сигналу постійну складову і ніяк не зменшувати амплітуду вхідного сигналу 10 кГц . Тобто частота зрізу фільтра повинна бути більш ніж в 10 разів меншою, порівняно з частотою сигналу, щоб ніяк не впливати на його змінну складову [28]. Нехай $C10 = 22 \text{ нФ}$, а $R12 = 180 \text{ кОм}$, тобто в 100 разів більше, ніж опори $R1$, $R6$ осцилятора. Частота зрізу ФВЧ визначається формулою [28]:

$$f_{\text{зр}} = \frac{1}{2\pi R12C10} \quad (2.9)$$

Числове значення частоти зрізу становить:

$$f_{\text{зр}} = \frac{1}{2\pi R12C10} = \frac{1}{2\pi \cdot 180 \text{ кОм} \cdot 22 \text{ нФ}} \approx 40,2 \text{ Гц}$$

що більш ніж в 100 разів менша, ніж частота сигналу, отже можна зробити висновок, що ФНЧ ніяк не вплине на його змінну складову.

Далі напруга з конденсатора подається на піковий детектор. Піковий детектор працює таким чином, що заряджає конденсатор $C26$ до максимального значення напруги на інвертуючому вході $DA8.1$, а якщо вона опускається нижче свого максимуму, то напруга на конденсаторі утримується. Паралельно до $C26$ підключено резистор $R18$. Це зроблено для того, щоб піковий детектор працював як інтегратор по часу та не зберігав значенням випадкових шумів. Значення опору та ємності вибрані з міркувань, щоб конденсатор не розряджався більше, ніж на 0,5% від максимального значення протягом часу, коли $VT7$ закритий. Цей час дорівнюватиме періоду генератора, оскільки транзистор відкривається лише в один момент часу, коли вхідний сигнал детектора досягає максимуму. Розряд конденсатора визначається формулою [28]:

$$V_C(t) = V_{\text{max}} e^{-\frac{t}{RC}} \quad (2.10)$$

					ДК51.468169.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		40

де V_C – напруга на конденсаторі. Звідси:

$$0,995V_{max} = V_{max}e^{-\frac{T}{R18C26}}$$

$$R18C26 = -\frac{T}{\ln(0,995)} = \frac{200}{f} = \frac{200}{10000 \text{ Гц}} = 20 \text{ мс}$$

Нехай $C26 = 10 \text{ мкФ}$. Тоді $R18 = 2 \text{ кОм}$.

Схема блоку вимірювання ВАХ

На рисунку 2.4 зображено фрагмент принципової схеми – схема блоку вимірювання ВАХ *pnp* та *n*-канальних транзисторів.

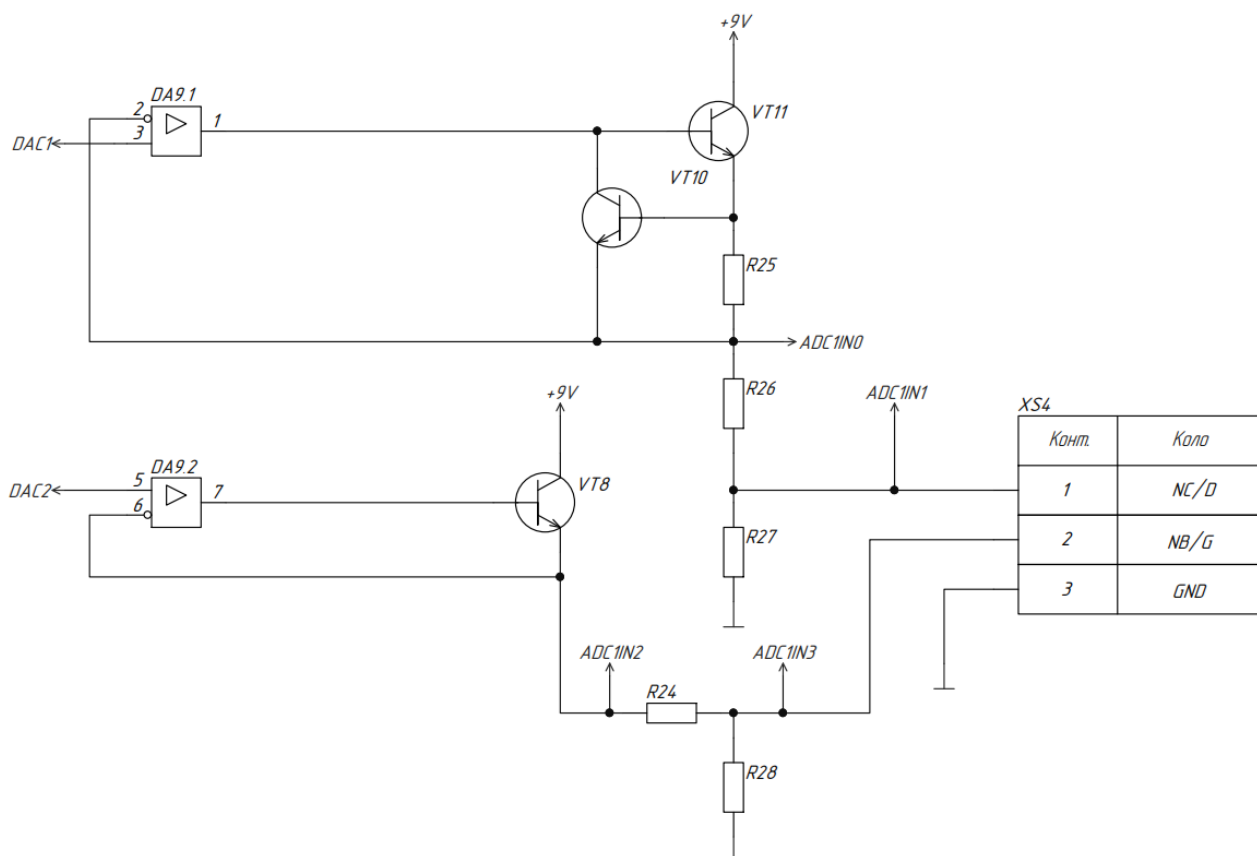


Рисунок 2.4 – Схема блоку вимірювання ВАХ *pnp* та *n*-канальних транзисторів

Блок вимірювання ВАХ включає в себе вихідні буфери DA9.1-VT11 та DA9.2-VT8, струмознімальні резистори R26, R24, схему обмеження струму VT10-R25 та роз'єм для підключення транзистора. Резистори R27, R28 слугують підв'язкою до землі, коли в роз'єм нічого не підключено та обрані номіналом кожен по 1 МОм.

Як було сказано в розділі 2.1 при максимальному струмі колектора в 200 мА, транзистор не повинен переходити в лінійний режим, тому максимальна напруга на резисторі $R24$ обрана 2 В. Тоді при максимальному струмі напруга на колекторі зможе сягати до 1,3 В при максимальній напрузі на виході буфера $V_{buf\ max} = 3,3$ В, чого достатньо для обробки вимірюваних даних. За законом Ома:

$$R24 = \frac{2\text{ В}}{200\text{ мА}} = 10\text{ Ом}$$

Резистор $R24$ слугує одночасно для вимірювання та обмеження струму. Оскільки струм може протікати тільки через $p-n$ перехід біполярного транзистора, його значення обране, припускаючи, що при максимальному струмі бази $I_{b\ max} = 20$ мА максимальна напруга база-емітер $V_{be\ max}$ сягатиме 0,9 В. Тоді:

$$R24 = \frac{3,3\text{ В} - 0,9}{20\text{ мА}} = 120\text{ Ом}$$

Схема обмеження струму. Обмеження струму відбувається внаслідок відривання $V10$ при досягненні критичного струму через $R25$, що приводить до того, що максимальний струм $DA9.1$ $I_{OA\ max} = 40$ мА протікатиме через колектор $VT10$ та струм через базу $VT11$ не збільшуватиметься. Припускається, що $VT10$ відкриється при досягненні напруги $V_{be} = 0,75$ В. Якщо максимальний струм буфера становить 200 мА, а максимальний струм ОП 40 мА, то максимальним струм через $R25$ становить їх різницю, тобто 160 мА. Тоді:

$$R25 = \frac{0,75\text{ В}}{160\text{ мА}} = 4,68\text{ Ом}$$

Найближче значення з ряду дорівнює 4,7.

Для схеми вимірювання ВАХ pnp та p -канальних транзисторів значення відповідних опорів такі ж самі, як і для розглянутої частини схеми.

Схема блоку зсуву напруги.

Зсув напруги вгору. На рисунку 2.5 зображено фрагмент принципової схеми – схема зсуву рівня напруги вгору.

					ДК51.468169.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		42

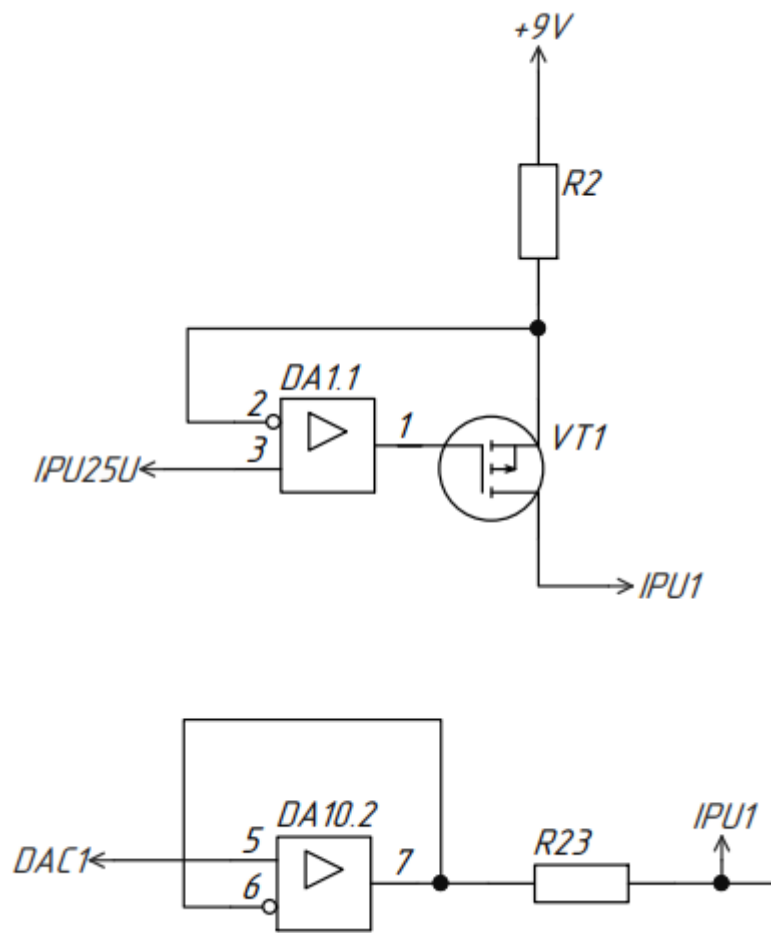


Рисунок 2.5 – Схема блоку зсуву напруги вгору

Зсув напруги відбувається внаслідок протікання сталого струму з джерела струму $VT1$ через $R23$ та втікає у вхід ОП, що створює постійне падіння напруги на резисторі. Таким чином напруга у вузлі $IPU1$ на схемі буде на цю сталу величину більшою, ніж на виході ОП. Значення зсуву напруги рівне модулю різниці максимальної напруги ЦАП (а також АЦП), що рівна 3,3 В та напруги емітера вимірюваного транзистора, тобто 5 В. Ця різниця становить 1,7 В.

Вихід LM358 здатний опускатися до нуля при однополярному живленні тільки якщо струм, що в нього втікає становить менше, ніж 50 мкА [20]. Значення струму $VT1$ обране рівним 25 мкА. Тоді:

$$R23 = \frac{1,7 \text{ В}}{25 \text{ мкА}} = 68 \text{ кОм}$$

Зсув напруги вниз. На рисунку 2.6 зображено фрагмент принципової схеми – схема зсуву рівня напруги вниз.

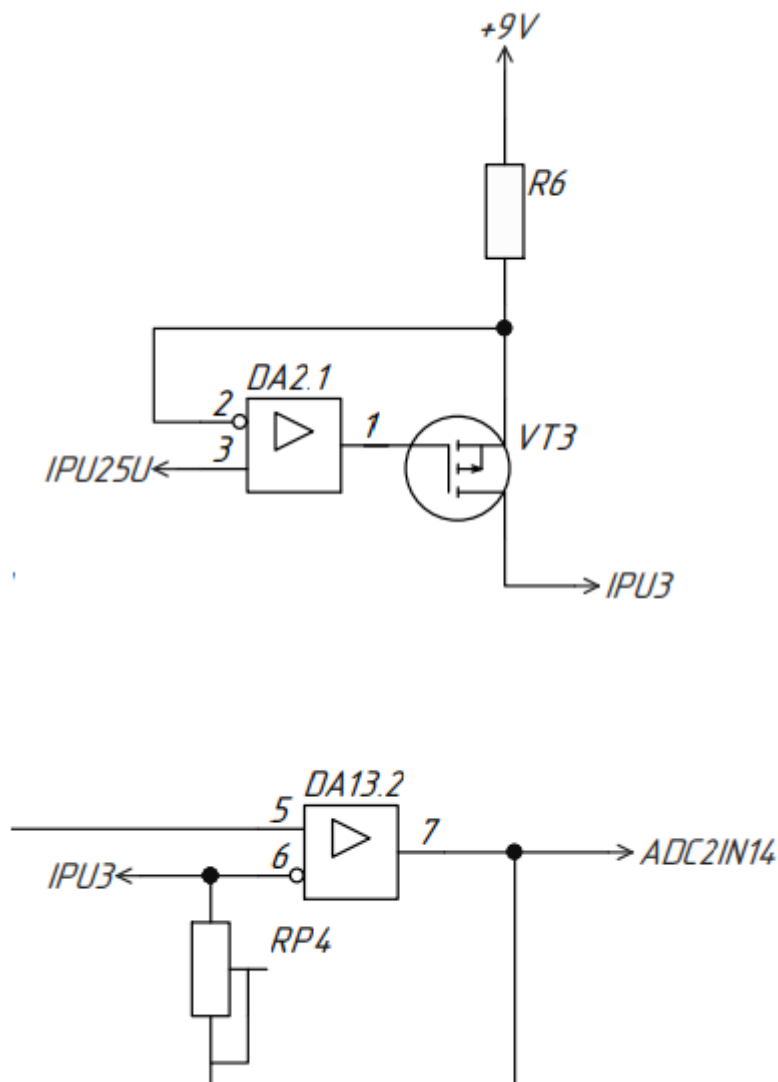


Рисунок 2.6 – Схема блоку зсуву напруги вниз

Робота схеми зсуву вниз дуже подібна до зсуву вгору. Струм джерела VT3 також протікає через потенціометр RP4 створюючи на ньому необхідне падіння напруги. Тільки тепер напруга на виході буде нижчою, ніж на інвертуючому вході ОП, отже і на вході схеми зсуву, а тобто буде зсунутою вниз відносно входу. Значення струму та опору такі ж, як і при зсуві вгору.

Потенціометр використовується для виключення відхилень, пов'язаних з допусками компонентів та входної напруги зміщення ОП. Він забезпечує

створення падіння напруги на ньому рівним 1,7 В, це важливо для вузлів вимірювання напруги на виводах транзистора для отримання точних значень.

Для вимірювання струму вплив відхилень компонентів від ідеальних враховується програмним шляхом. АЦП реєструє значення на виході двох блоків зсуву напруги вниз, до яких підключений резистор для вимірювання струму на початку роботи пристрою – коли через резистор не протікає струм. Різниця між значеннями показів АЦП з двох каналів враховується при подальших вимірах, як вплив не ідеальної поведінки.

Схема джерела струму. Схема джерела струму для блоку зсуву напруги наведена на рисунку 2.7.

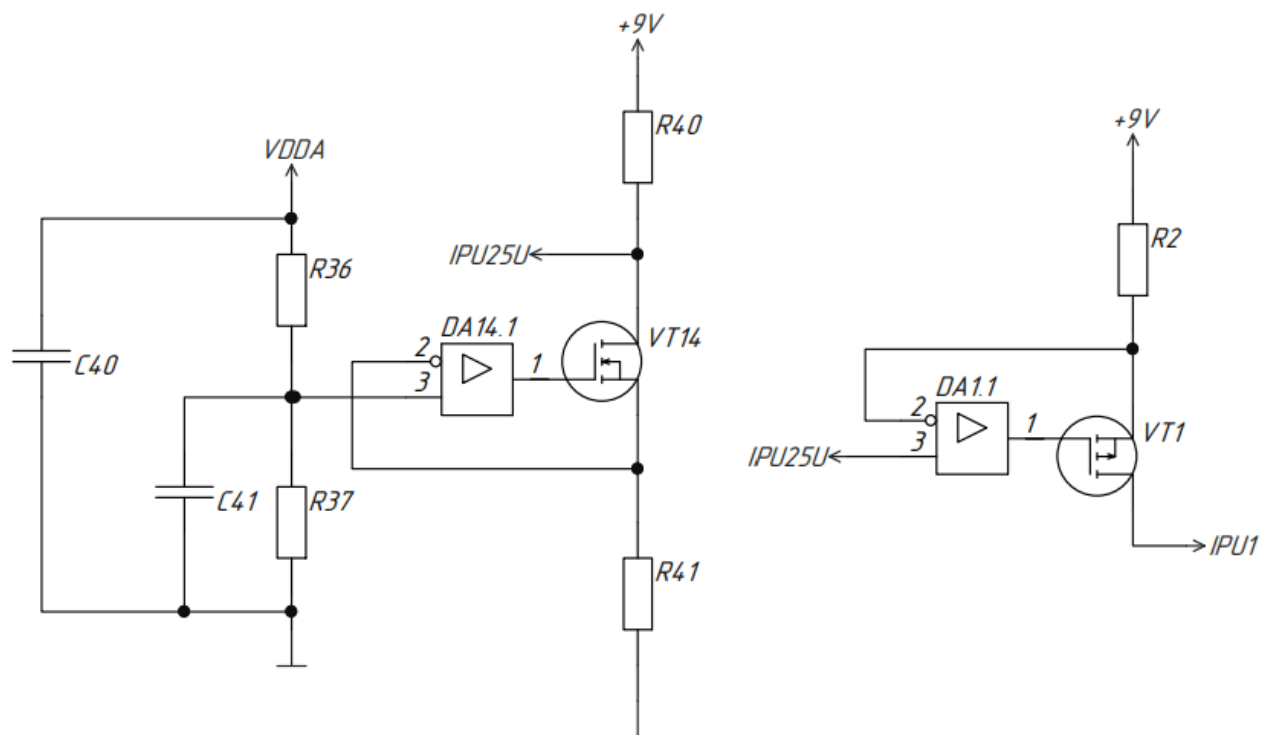


Рисунок 2.7 – Схема джерела струму

Для схеми зсуву напруги необхідне джерело витікаючого струму. Щоб згенерувати цей струм було прийнято рішення використати джерело стабільної напруги для формування стабільного витікаючого струму, який «віддзеркалюється» в стабільний витікаючий струм. Для схеми джерела струму використовуються МДН-транзистори, які не вносять похибку у вихідний струм у вигляді струму бази, як у випадку з біполярним транзистором.

Значення втікаючого струму генератора обрано рівним 50 мкА. Це значення вдвічі більше, ніж витікаючий струм, який необхідно отримати, тому підходить для цієї цілі. Падіння напруги на резисторі R_{41} встановлено рівним 1,1 В. При такій напрузі наявність вхідної напруги зміщення ОП рівної 2 мВ не вноситиме великої похибки. Тоді:

$$R_{41} = \frac{1,1 \text{ В}}{50 \text{ мкА}} = 22 \text{ кОм}$$

Значення опорів R_{36} та R_{37} обрані рівними 22 кОм та 11 кОм відповідно, щоб отримати 1,1 вольт на резисторі R_{37} .

Резистор R_{40} , на якому формуватиметься напруга для джерел витікаючого струму підключається між джерелом струму VT_{14} та живленням 9 В. Це пов'язано з тим, що джерело витікаючого струму підключається до схеми зсуву, яка повинна видавати на виході максимальну напругу 5 В. Оскільки для коректного функціонування джерела струму на ньому теж повинна впасти деяка напруга, його потрібно підключити до вищого потенціалу, ніж 5 В. Такий вузол є саме 9 В.

Оскільки напруги на R_{40} та R_2 однакові (це забезпечується ОП), відношення струмів джерел до цих опорів отримується з формули (2.11):

$$V_R = I_{40} R_{40} = I_2 R_2 \quad (2.10)$$

де: V_R – напруга на резисторах. Звідки

$$\frac{R_2}{R_{40}} = \frac{I_{40}}{I_2} = \frac{50 \text{ мкА}}{25 \text{ мкА}} = 2$$

Оскільки напруга LM358 не може піднятися вище, ніж напруга живлення мінус 1,5 В [20], на резисторах повинна падати напруга вища, ніж 1,5 В, але одночасно нижча, ніж $9 \text{ В} - 5 \text{ В} = 4 \text{ В}$. Враховуючи перераховані вище умови, значення опорів R_2 та R_{40} обрано 150 кОм та 75 кОм відповідно. Тоді згідно (2.10) падіння напруги на резисторах:

$$V_R = I_2 R_2 = 25 \text{ мкА} \cdot 150 \text{ кОм} = 3,75 \text{ В}$$

що задовольняє умовам.

Інші компоненти, що слугують обв'язкою мікросхем вибрано з номінальними значенням згідно з рекомендаціями, наведеними в документації на ці мікросхеми.

Висновки до розділу:

В даному розділі була розроблена структурна схема пристрою, враховуючи вимоги, поставлені в технічному завданні. Було прийнято рішення використовувати мікроконтролер, в якості елемента, що керує процесом вимірювання. Дане рішення дозволяє зменшити кількість використовуваних компонентів, оскільки для більшості операцій використовується периферія, вбудована в мікроконтролер.

Було здійснено вибір елементної бази з урахуванням вимог в ТЗ. При виборі елементів віддавалася перевага на користь елементів для поверхневого монтажу, оскільки вони мають менші габаритні розміри та надійніші в порівнянні з наскрізним монтажем. Також враховувалися параметри розсіювальної потужності, максимальної напруги, робочої температури та інші. Тому можна зробити висновок, що вибрані компоненти відповідають вимогам ТЗ.

Згідно зі структурною схемою та елементною базою розроблено схему електричну принципову. Під час вибору номіналів деякі компоненти, що слугують в якості обв'язки мікросхем вибиралися відповідно до рекомендації наведених в документації на ці мікросхеми. В функціональних блоках, де необхідно було виконати розрахунок, здійснено розрахунок номіналів пасивних компонентів, які забезпечуватимуть правильну роботу схеми. Розроблена схема електрична принципова повністю відповідає вимогам ТЗ і забезпечує правильне функціонування пристрою.

					<i>ДК51.468169.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		47

Розділ 3. ПРОЕКТУВАННЯ ДРУКОВАНОЇ ПЛАТИ

3.1. Вибір типу та матеріалу друкованої плати

Друкованою платою (ДП) називають пластину, виготовлену з діелектрика, на поверхні і/або в об'ємі якої сформовані електропровідні лінії електронної схеми. ДП призначена для електричного та механічного з'єднання різних електронних компонентів, розміщених на її поверхні.

Таким чином використання ДП вирішує задачу об'єднання електричних компонентів в єдиний електричний модуль шляхом розміщення їх на поверхні ДП, що забезпечує їх електричне та механічне з'єднання одне з одним.

В теперішній час розроблена велика кількість різних по конструкції та технології виготовлення. Один з варіантів класифікації видів друкованих плат за їх конструкцією наведено на рисунку 3.1 [29].

Вибір виду друкованої плати залежить від складності приладу, кількості компонентів, умов експлуатації і т.д. Так наприклад ОДП використовуються для монтажу побутової РЕА, в силовій електроніці, в низькочастотних пристроях техніки зв'язку. Вони є прості по конструкції та економічні у виготовленні. Проте монтажні та трасувальні можливості таких плат низькі. Надійність ОДП та вихідна міцність кріплення компонентів також низька.

При зростанні складності приладу та вимог до його надійності необхідно використовувати інші види друкованих плат. В порівнянні з ОДП, ДПП мають провідний рисунок на обох сторонах діелектричної основи. Елементи встановлюються на одній - лицьовій стороні діелектричної або металевій основи. Електричний зв'язок шарів друкованого монтажу виконується за допомогою металізації отворів. ДПП мають високу трасувальну здатність, високу надійність з'єднань, забезпечують високу щільність монтажу елементів та хорошу механічну міцність їх кріплення. Кращими ж але й дорожчими за ці типи плат є багатошарові друковані плати. Найпоширенішим типом БДП є чотиришарові друковані плати.

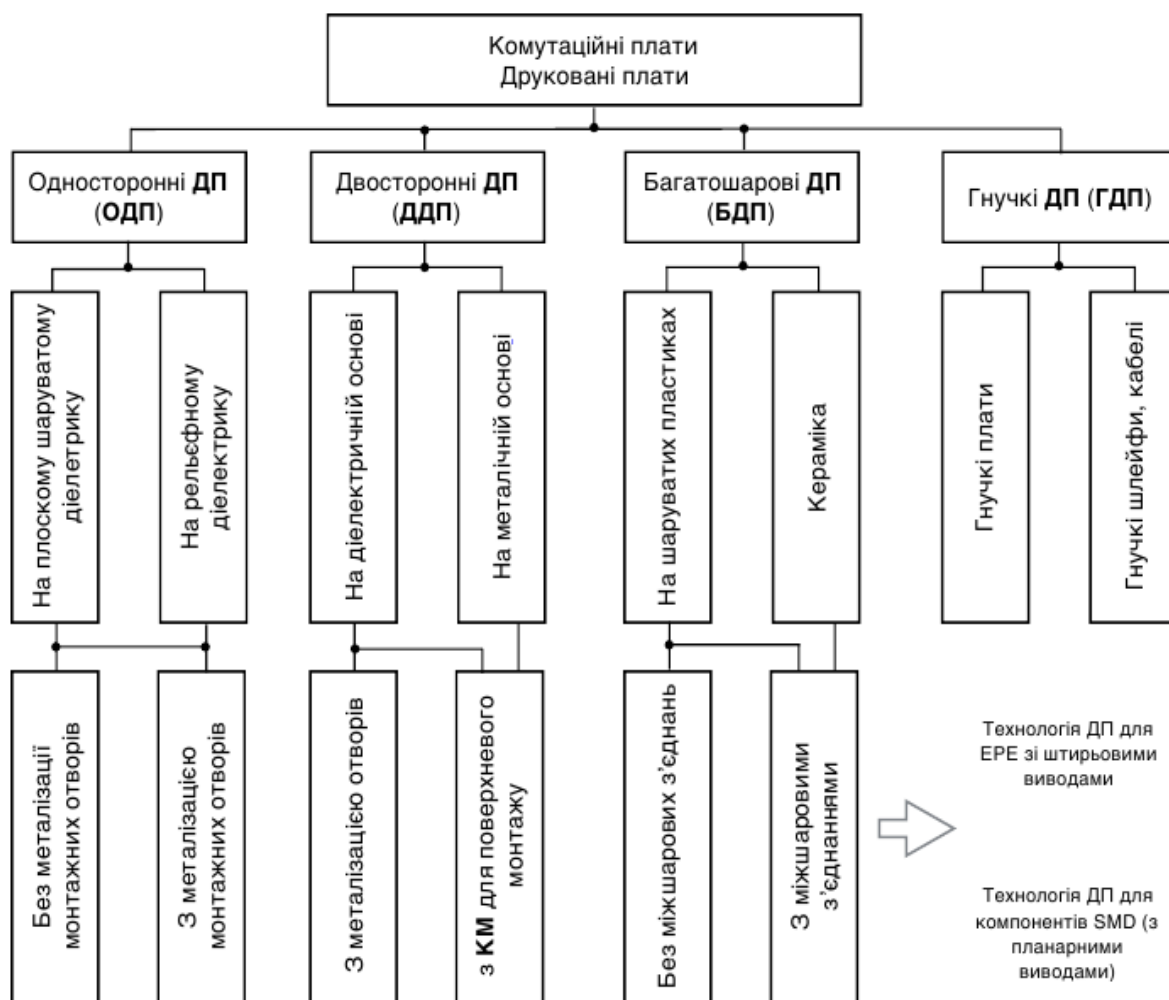


Рисунок 3.1 - Класифікація друкованих плат за конструкцією

В якості матеріалів для основи ДП зазвичай виступають діелектричні матеріали, такі як текстоліт, склотекстоліт, гетинакс, кераміка і т.д. Ці матеріали володіють рядом параметрів, які роблять їх оптимальними для використання в ДП. Серед таких параметрів: хороші ізоляційні властивості, достатня міцність матеріалу, прийнятна стійкість до температури та вологи, по відношенню до радіоелементів, які монтуватимуть на ДП.

Для даного пристрою було обрано використання чотиришарову друковану плату на основі склотекстоліту FR4. Параметри FR4 наведені у таблиці 3.1 [29].

Таблиця 3.1 - Параметри склотекстоліту FR4

Назва параметру	Значення параметру
Максимальна робота температура, °C	140
Поверхневий опір, МОм	10 ⁶
Пробивна напруга, кВ	55
Тангенс кута діелектричних втрат	0,021
Міцність на прогин, МПа	550
Повздовжнє та поперечне викривлення, %	0,18 <
Стійкість до розплавлення припою, с	≥ 80

Максимальна робоча температура 140 °C більш, ніж задовольняє умови кліматичного виконання УХЛЗ.1. Матеріал є доволі міцним, володіє хорошими ізоляційними характеристиками. Аналізуючи параметри склотекстоліту FR4, можна зробити висновок, що він цілком задовольняє вимоги ТЗ для використання його в якості основи друкованої плати для даного пристрою.

Беручи до уваги вище сказане, остаточний вибір матеріалу ДП впав на FR4-2-35-1,5. Даний матеріал є склотекстолітом товщиною 1,5 мм, покритим з обох сторін фольгою товщиною 35 мкм.

Чотиришарова друкована плата вибрана з тих міркувань, що в даному пристрої використовуються виключно елементи для поверхневого монтажу, для яких чотиришарова плата є хорошим вибором. Хоча елементи кріпитимуться з однієї сторони плати, проте в порівнянні з ОДП та ДДП, чотиришарова плата має значно вищу трасувальну здатність.

При проектуванні чотиришарових плат, як правило, два внутрішніх шари виділяють під живлення та землю, а сигнальними є зовнішні шари. В пристрої використовується 4 різних джерела живлення різних елементів схеми, для яких зручно зробити власні полігони на шарі живлення. Наявність окремих шарів для землі та живлення також позбавляє необхідності прокладати їх на зовнішніх шарах, що позитивно впливає на габарити плати.

Використання такої конфігурації також має переваги і в електричних параметрах, оскільки внутрішні шари живлення та землі зменшуються вплив паразитних параметрів між доріжками на зовнішніх шарах, а також екранують саму плату від зовнішніх наведень.

3.2. Вибір класу точності друкованої плати

Клас точності друкованого монтажу характеризується граничними параметрами та визначає щільність трасування та монтажу, при чому чим вищий клас точності, тим ці показники кращі. З іншого боку, чим вищий клас точності, тим жорсткіші вимоги він диктує для виробництва апаратури та устаткування, яке використовується в процесі виробництва.

Згідно ГОСТ 23571-86 визначено п'ять класів точності друкованого монтажу. Граничні значення елементів друкованого монтажу, що характеризують клас точності та похибки їх виконання наведені в таблиці 3.2 та таблиці 3.3 [29].

Таблиця 3.2 - Граничні значення основних параметрів друкованого монтажу

Параметер	Позначення	Клас точності			
		2	3	4	5
Ширина друкованого провідника, мм	$b_{прГ}$	0,45	0,25	0,15	0,10
Відстань між елементами друкованого монтажу, мм	$lГ$	0,45	0,25	0,15	0,10
Гарантований поясок, мм	$b_{по}$	0,20	0,10	0,05	0,03
Відношення номінального діаметру найменшого з металізованих отворів до товщини друкованої плати, мм	$K_{дт}$	0,40	0,33	0,25	0,20

Таблиця 3.3 - Допустимі похибки виконання елементів друкованого монтажу

Похибка	Обозначення	Максимальне значення, мм
Зміщення провідників відносно ліній КС	$\delta_{сп}$	0,05
Розташування отворів (всіх) відносно вузлу КС	δ_o	0,07
Розташування КМ відносно вузлу КС	$\delta_{км}$	0.015(0.05)
Фотокопії та фотошаблону	$\delta_{фф}$	0,06
Розташування КМ відносно вузлу КС на фотошаблоні	$\delta_{фш}$	0,05

- Для виготовлення ДП п'ятого класу точності необхідне використання спеціального обладнання високої точності, дорогих матеріалів, забезпечення чистої зони у приміщеннях для виробництва.

- Вимоги стосовно матеріалів та приміщень для четвертого класу точності ДП нижчі, в порівнянні з п'ятим, але він теж вимагає використання обладнання високої точності.

- Третій клас точності ДП не вимагає високоточного обладнання для виробництва, але при цьому забезпечує хорошу щільність трасування та монтажу. Тому ДП цього класу є найпоширенішими та відносно недорогими у виробництві.

- Другий та перший класи точності ДП дозволяють їх виготовлення на звичайному обладнанні при цьому щільність трасування найнижча. ДП даних класів точності виготовляються для дешевих пристроїв.

Остаточний вибір класу точності друкованого монтажу зупинився на четвертому класі. Важливою його характеристикою з-поміж інших є те, що граничні значення цього класу дозволяють проводити друкований монтаж між контактних майданчиків мікросхем з планарними виводами, що дозволяє ефективно використовувати монтажний простір і в свою чергу збільшує щільність монтажу.

3.3 Вибір методу виготовлення друкованої плати

Вибір методу виготовлення ДП було зроблено на користь комбінованого позитивного методу. При використанні даного методу отримання провідників відбувається шляхом травлення покритого фольгою діелектрика, а металізовані отвори отримуються за допомогою електрохімічного осадження. Травлення рисунку відбувається після металізації отворів, а для виготовлення металізованих отворів застосовується ще не витравлена фольга. Експонування провідного рисунку проводиться за допомогою фотопозитиву. Наступним виконується свердління та металізація отворів. Далі на провідний рисунок і металізовані

					ДК51.468169.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		52

отвори наносять шар матеріалу для захисту, який має стійкість до рідини для травлення міді, а наступним кроком проводять травлення ділянок фольги, що залишилися.

Серед переваг використання комбінованого позитивного методу можна назвати такі:

- отримання вузьких провідних доріжок без пошкоджень і підтравлювань;
- є доволі поширеним і простим в реалізації, що здешевлює вартість виготовлення ДП;
- забезпечує високу надійність при виготовленні, оскільки матеріал основи не має безпосереднього контакту з агресивними хімікатами, що можуть пошкодити саму основу;
- майже не впливає на міцність зчеплення фольги з основою плати;
- забезпечує виготовлення металізованих отворів з великим відсотком виходу справних, а для виготовлення робочого пристрою, який запрацює відразу, даний показник є суттєвим.
- виключається можливість зриву контактних майданчиків під час свердління отворів.

Таким чином, для виготовлення ДП було прийнято рішення використовувати комбінований позитивний метод.

3.4. Розміщення компонентів та трасування друкованої плати

Розміщення компонентів розпочинається з відведення місць для користувацьких елементів, які складаються з різноманітних роз'ємів та кнопок, пристроїв індикації або інших елементів, націлених на взаємодію з користувачем. Як правило, такі елементи повинні бути розташовані зручним для кінцевого користувача способом, оскільки саме з ними він постійно взаємодіятиме.

В даному пристрої в наявності є лише одна кнопка - кнопка скидання мікроконтролера, що означає відсутність необхідності резервувати для неї важливе місце, оскільки вона не повинна натискуватись часто.

					ДК51.468169.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		53

Було прийнято рішення першим розмістити роз'єми живлення *XS1* та гніздо *mini-USB XS3* на сусідніх краях плати для зручності підключення до них зовнішніх кабелів. Наступним розміщено роз'єми для виміру *ВАХ* транзисторів *XS4*, *XS5* та ємностей контактів *XS2*. Вони розміщені також на краях плати, але на протилежних краях *USB* та живлення, оскільки роз'єми для транзисторів і є основним робочим простором. На цьому розміщення користувацького інтерфейсу завершено.

Було прийнято рішення розмістити мікроконтролер *DD2* в останню чергу, проте перед мікросхемами стабілізації напруги. Це рішення зумовлене тим, що мікроконтролер має зв'язки з іншими компонентами плати тільки через канали ЦАП та АЦП, а також з мікросхемою *DD1* через контакти *UART*. Пристрій працює на постійному струмі, ЦАП підключений через буфери, а АЦП має високий вхідний опір. Таким чином швидкодія пристрою не важлива, і порти МК не навантажені, а це означає, що можна робити довгими доріжки бо на них і так не впаде напруга внаслідок протікання струму. Тому ці доріжки можна провести в останній момент.

Наступним було розміщено резистори *R32*, *R30*, *R24*, *R26* для вимірювання струму через контакти транзистора якомога ближче до них. Це рішення зумовлене тим, що через них протікає великий струм і це може призвести до падіння напруги на доріжках, що з'єднують контакти транзистора з цими резисторами. Поруч з ними розміщено компоненти, що складають вихідні буфери – мікросхеми *DA9* та *DA11* з . Наступними розміщені компоненти, які утворюють схеми зсуву рівня напруги – мікросхеми *DA10*, *DA12*, *DA13*. Оскільки вони зібрані разом, поруч з ними розміщено компоненти блоку формування постійного струму зміщення, що складається з мікросхеми *DA14*, транзистора *VT14* та пасивних компонентів. Тут же ж розміщено мікросхему стабілізації напруги *DA6*, оскільки її вихідна напруга використовується тільки в цьому блоці. Останнім в блоці вимірювання *ВАХ* розміщено джерела струму *DA1*, *DA2* та *DA7* разом зі своїми вихідними

					ДК51.468169.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		54

транзисторами, для зсуву рівня напруги. На цьому закінчилось розміщення компонентів з блоку вимірювання ВАХ.

Наступними компонентами до розміщення є генератор змінної напруги та вихідний підсилювач, побудованих на *DA3* та пасивних компонентах. Їх розташовано поблизу роз'єму *XS2*. Там же ж поруч з ними розташовано піковий детектор та блок формування постійної напруги зміщення, побудовані на *DA8*. Поруч з *DA3* було розміщено мікросхемі стабілізатора напруги 5 В – *DA4*, оскільки блок вимірювання ємності живиться від цієї напруги.

Далі було прийнято рішення розмістити мікросхему *DD1* поблизу роз'єму *XS3*, оскільки він має зв'язки лише з цією мікросхемою. Останнім на вільне близько посередині плати був розміщений мікроконтролер *DD2* з усією своєю обв'язкою з пасивних компонентів та кнопкою *SB1*. Між *DD2* та роз'ємом живлення *XS1* було розміщено стабілізатор напруги *DA5* цифрової частини схеми. З використанням окремим полігонів для живлення від різних джерел стабілізації, було компенсовано фізичну відстань від джерела 5 В - *DA4* до контакту емітера роз'єму *XS5*, оскільки полігон, виділений на живлення компонентів від 5 В, не дозволяє впасти великій напрузі на цьому вузлі живлення. Таким чином розміщення компонентів завершено.

Наступним кроком було трасування друкований провідників. Трасування виконувалось вручну без застосування автоматичного трасування. Основна ширина сигнальних провідників склала 0,2 мм, проте в деяких місцях з підвищеним струмом було прокладено провідники шириною до 1 мм. Тобто трасування проводилось відповідно до топологічних та електричних вимог.

3.5 Проектування друкованої плати в середовищі Altium Designer

Altium Designer – програмне середовище, система автоматизованого проектування друкованих плат. Програма дозволяє розробляти креслення друкованих плат, схеми електричні принципові та загалом всю необхідну документацію на виготовлення плати.

					ДК51.468169.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		55

Проектування друкованої плати відбувається шляхом розробки проекту Altium Designer – PCB Project. PCB Project є нічим іншим, як набором необхідних файлів та документів, які включаються в себе бібліотеку умовних графічних позначень (УГП), бібліотеку посадкових місць та 3D-моделей компонентів, креслення схеми електричної принципової, саму модель друкованої плати та інші файли.

Відповідно, першим етапом розробки друкованої плати та документації на нього є створення бібліотеки УГП. На цьому кроці в редакторі бібліотек УГП необхідно створити УГП кожного елемента, який буде використано при розробці плати.

Після створення бібліотеки УГП необхідно розробити посадкові місця для компонентів, які повинні бути створені на друкованій платі. Відповідно наступним кроком є створення бібліотеки посадкових місць компонентів. Редактор бібліотеки посадкових місць компонентів дозволяє створювати контури самих контактних майданчиків, а також необхідні позначення на поверхні плати. Також є можливість створення 3D моделі компонента, яка відображатиметься на платі.

Наступним етапом є створення схеми електричної принципової. Процес являє собою розміщення УГП компонентів на листі та з'єднання їх одне між одним за допомогою ліній.

Після створення принципової схеми, останнім кроком є, власне, розміщення компонентів в монтажному просторі плати та трасування плати. Інструменти AD дозволяють проводити трасування як вручну, так і автоматизовано на основі схеми електричної принципової. Зазвичай автоматичне трасування не є ідеальним та після його використання необхідно вручну прибирати недоліки.

Після виконання цих кроків результатом роботи є готовий PCB Project, який містить необхідні креслення та документацію, яка може бути використана для розробки друкованої плати.

					ДК51.468169.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		56

Висновок до розділу:

В даному розділі був здійснений вибір типу та матеріалу ДП, на якій розміщено компоненти. Вибір проводився із урахуванням сучасних технологій виготовлення ДП. В результаті вибрано чотиришарову ДП, що виконана з матеріалу FR4-2-35-1.5. Матеріал FR4-2-35-1.5 є розповсюдженим, має ряд технологічних характеристик, що робить його використання доцільним для застосування при виготовленні даного пристрою. Виготовлення плати проводитиметься за допомогою комбінованого позитивного методу.

Було обрано четвертий клас точності ДП, оскільки він забезпечує хорошу щільність розташування компонентів, при цьому не вимагає для виготовлення високоточного обладнання, спеціальних умов та матеріалів.

Здійснено розташування компонентів у монтажному просторі. Розташування компонентів відбувалось послідовно. Роз'єми були розташовані в заздалегідь передбачених місцях, оскільки з ними постійно взаємодіятиме користувач, тому пристрій повинен бути зручним у використанні. Більшість сигнальних провідників розташовано на одному верхньому шарі. Такий підхід до трасування зменшує кількість паразитних зв'язків. Полігони живлення розташовувались на третьому шарі. Другий шар повністю відведений під загальну землю. Таке розташування шарів приводить до екранування сигнальних шарів від електромагнітних завад. Мікросхеми стабілізації напруги розміщено поруч із функціонально пов'язаними компонентами.

Конденсатори, що виконують функцію фільтрації розміщено поблизу до виводів живлення активних елементів. Критерієм оптимальності при розміщенні компонентів слугувала найменша сумарна довжина провідників. Таким чином можна зробити висновок, що розміщення компонентів та їх трасування є вдалим.

					<i>ДК51.468169.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		57

Розділ 4. РОЗРАХУНКИ, ЩО ПІДТВЕРДЖУЮТЬ ПРАВИЛЬНІСТЬ КОНСТРУКТОРСЬКОГО РІШЕННЯ

4.1 Конструкторсько-технологічний розрахунок елементів ДМ

Визначення мінімальної ширини друкованого провідника по постійному струмі для ланцюгів живлення та землі.

Мінімальна ширина друкованого провідника по постійному струмі b_{minI} визначається за формулою [29]:

$$b_{minI} = \frac{I_{max}}{j_{доп} \cdot t_{пров}}, \quad (4.1)$$

де I_{max} – максимальний струм в ланцюгу, А;

$j_{доп}$ – допустима щільність струму провідника, виготовленого комбінованим позитивним методом, $j_{доп} = 4,8 \frac{A}{мм^2}$;

$t_{пров}$ – товщина друкованого провідника; яка визначається виразом [29]

$$t_{пров} = h_{\phi} + h_{ГМ} + h_{ХМ} \quad (4.2)$$

де: h_{ϕ} – товщина фольги, $h_{\phi} = 0,035$ мм;

$h_{ГМ}$ – товщина шара гальванічно осадженої міді, $h_{ГМ} = 0,055$ мм;

$h_{ХМ}$ – товщина шару хімічно осадженої міді, $h_{ХМ} = 0,0065$ мм;

Значення наведені для провідників, виготовлених комбінованим позитивним методом. Звідси:

$$t_{пров} = 0,035 \text{ мм} + 0,055 \text{ мм} + 0,0065 \text{ мм} = 0,0965 \text{ мм}$$

Параметр I_{max} визначається як сума струмів, що споживають усі активні елементи схеми та транзистор, характеристики якого вимірюються (його максимальне значення згідно ТЗ). Значення струмів, які споживають активні елементи схеми та струм транзистора, а також їх сума $I_{max} = 309,8$ мА наведені у таблиці 4.1.

При заповненні таблиці 4.1 були враховані унікальні струми, що протікають в схемі, тобто без повторень струмів, які протікають через декілька елементів. Наприклад постійні струми майже всіх транзисторів за винятком VT14 протікають

також через мікросхеми або ж зовнішній транзистор. Струм для зовнішнього транзистора враховує обидва струми колектора та бази.

Таблиця 4.1 - Струми, які споживають елементи схеми.

Елемент схеми	Струм, мА
DA1	0,5
DA2	0,5
DA3	0,5
DA6	0,1
DA7	0,5
DA8	0,5
DA10	0,55
DA12	0,55
DA13	0,55
DA14	0,5
DD1	15
DD2	50
VT14	0,05
HL1	10
Зовнішній транзистор	230
I_{max}	309,8

Таким чином мінімальна ширина друкованого провідника по постійному струмі для ланцюгів живлення та землі становить:

$$b_{min I} = \frac{I_{max}}{j_{доп} \cdot t_{пров}} = \frac{309,8 \text{ мА}}{4,8 \frac{\text{А}}{\text{мм}^2} \cdot 0,0965 \text{ мм}} = 0,669 \text{ мм}$$

Обраховане значення стосується тих провідників, через які протікає весь I_{max} , або ж його велика частина, такі провідники як провідник з роз'єму живлення, провідник, що прокладений з полігону 9 В до стабілізатора 5 В та від нього до п'ятивольтового полігону, оскільки саме до 5 В підключається вимірюваний *рпр*

транзистор з найбільшим в таблиці струмом, а також провідники до полігону землі, через які цей струм стікає. Це ж значення ширини справедливе для провідників, які з'єднують інші компоненти, через які протікає цей самий струм.

Вважається, що полігон в такому випадку слугує близьким до ідеального провідником.

Для провідників ланцюгів живлення цифрової частини VDD та аналогової $VDDA$ вимоги по ширині значно слабкіші, оскільки компоненти, що до них підключені не споживають великих струмів (таблиця 4.1).

Було прийнято рішення для провідників живлення, землі та інших, що цього потребують використовувати ширину провідників рівну 1 мм. Така ширина збільшить надійність друкованої плати, а оскільки таких провідників на платі не багато та вони не довгі (завдяки використанню полігонів), їх наявність не спричинить збільшення габаритних розмірів плати.

Визначення номінального діаметру монтажного отвору.

Номінальний діаметр отвору визначається за формулою [29]

$$d \geq d_{\text{ве}} + \Delta d_{\text{мо}} + r, \quad (4.3)$$

де: $d_{\text{ве}}$ – діаметр виводу елемента, для якого визначається діаметр монтажного отвору;

Δd – нижнє граничне відхилення від номінального діаметру монтажного отвору, $\Delta d_{\text{мо}} = 0,1$ мм;

r – різниця між мінімальним діаметром монтажного отвору та максимальним діаметром виводу елемента, $r = 0,1 \dots 0,2$ мм;

При цих значеннях виходить якісне заповнення монтажного отвору при пайці та оптимальна вага самої пайки.

На платі присутні компоненти з двома різними параметрами монтажних отворів: термінальні блоки XS2, XS4, XS4 та mini-USB роз'єм XS3. Їх параметри розраховуються окремо.

Для XS2, XS4, XS4 значення $d_{\text{ве}}$ становить 1 мм [29]. Звідси:

					ДК51.468169.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		60

$$d_{XS2} \geq d_{be} + \Delta d_{mo} + r = 1 \text{ мм} + 0,1 \text{ мм} + 0,2 \text{ мм} = 1,3 \text{ мм}$$

Для XS3 значення d_{be} дорівнює 0,6 мм [29]. Звідси:

$$d_{XS3} \geq d_{be} + \Delta d_{mo} + r = 0,6 \text{ мм} + 0,1 \text{ мм} + 0,2 \text{ мм} = 0,9 \text{ мм}$$

Визначення діаметра контактної майданчика.

Діаметр контактної площини визначається формулою [29]

$$D_{min} = D_{min1} + 1,5h_{\phi} + 0,03 \text{ мм} \quad (4.4)$$

де: D_{min1} – мінімальний ефективний діаметр контактної майданчика;

h_{ϕ} – товщина фольги, $h_{\phi} = 0,035 \text{ мм}$. Множник 1,5 враховує підтравлювання фольги друкованого провідника;

0,03 мм – добавка внаслідок виготовлення комбінованим позитивним методом [29].

Мінімальний ефективний діаметр визначається за формулою [29]:

$$D_{min I} = 2 \cdot (b_{по} + \frac{d_{max}}{2} + \delta_o + \delta_{км}) \quad (4.5)$$

де: d_{max} – максимальний діаметр просвердленого отвору в друкованій платі;

$b_{по}$ – ширина пояса контактної майданчика, $b_{по} = 0,05 \text{ мм}$ за таблицею 3.2;

δ_o – похибка розташування центру отвору відносно вузла координатної сітки, $\delta_o = 0,07 \text{ мм}$ за таблицею 3.3 для четвертого класу точності;

$\delta_{км}$ – похибка розташування центру контактної майданчика відносно вузла координатної сітки, $\delta_{км} = 0,05 \text{ мм}$ за таблицею 3.3 для четвертого класу точності.

Максимальний діаметр просвердленого отвору в друкованій платі визначається за формулою [29]:

$$d_{max} = d + \Delta d + (0,1 \dots 0,15 \text{ мм}) \quad (4.6)$$

де: d – номінальний діаметр отвору;

Δd – допуск на діаметр отвору, $\Delta d = 0,1 \text{ мм}$ для всіх отворів;

Максимальний діаметр контактної майданчика визначається за формулою [29]:

$$D_{max} = D_{min} + 0,02 \text{ мм} \quad (4.7)$$

					ДК51.468169.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		61

Діаметр контактної майданчика також слід визначити для двох типів отворів. Для XS2, XS4, XS4 значення d становить 1,3 мм (обраховано вище). Звідси:

$$d_{max} = d + \Delta d + (0,1 \dots 0,15 \text{ мм}) = 1,3 \text{ мм} + 0,1 \text{ мм} + 0,1 \text{ мм} = 1,5 \text{ мм}$$

$$D_{min1} = 2 \cdot \left(b_{по} + \frac{d_{max}}{2} + \delta_o + \delta_{км} \right)$$

$$= 2 \cdot \left(0,05 \text{ мм} + \frac{1,5 \text{ мм}}{2} + 0,07 \text{ мм} + 0,05 \text{ мм} \right) = 1,84 \text{ мм}$$

$$D_{min} = D_{min1} + 1,5h_{\phi} + 0,03 \text{ мм} = 1,84 \text{ мм} + 1,5 \cdot 0,035 \text{ мм} + 0,03 \text{ мм} \\ = 1,9225 \text{ мм}$$

$$D_{max} = 1,9225 \text{ мм} + 0,02 \text{ мм} = 1,9425 \text{ мм}$$

Для XS3 значення d дорівнює 0,9 мм. Звідси:

$$d_{max} = d + \Delta d + (0,1 \dots 0,15 \text{ мм}) = 0,9 \text{ мм} + 0,1 \text{ мм} + 0,1 \text{ мм} = 1,1 \text{ мм}$$

$$D_{min1} = 2 \cdot \left(b_{по} + \frac{d_{max}}{2} + \delta_o + \delta_{км} \right)$$

$$= 2 \cdot \left(0,05 \text{ мм} + \frac{1,1 \text{ мм}}{2} + 0,07 \text{ мм} + 0,05 \text{ мм} \right) = 1,44 \text{ мм}$$

$$D_{min} = D_{min1} + 1,5 \cdot h_{\phi} + 0,03 \text{ мм} = 1,19 \text{ мм} + 1,5 \cdot 0,035 \text{ мм} + 0,03 \text{ мм} \\ = 1,5225 \text{ мм}$$

$$D_{max} = 1,5225 \text{ мм} + 0,02 \text{ мм} = 1,5425 \text{ мм}$$

Визначення мінімальної ширини друкованого провідника.

Мінімальна ширина друкованого провідника визначається за формулою [29]:

$$b_{min} = b_{пр}^{\Gamma} + 1,5 \cdot h_{\phi} + 0,03 \text{ мм} \quad (4.8)$$

де: $b_{пр}^{\Gamma}$ – мінімальна ширина провідника відповідно до обраного класу точності, $b_{пр}^{\Gamma} = 0,15 \text{ мм}$ для четвертого класу точності за таблицею 3.2.

$$b_{min} = b_{пр}^{\Gamma} + 1,5 \cdot h_{\phi} + 0,03 \text{ мм} = 0,15 \text{ мм} + 1,5 \cdot 0,035 \text{ мм} + 0,03 \text{ мм} \\ = 0,2325 \text{ мм}$$

4.2. Електричний розрахунок друкованої плати

Визначення падіння напруги на друкованому провіднику.

Для більшої частини схеми падінням напруги на провідниках можна знехтувати, оскільки через них протікає незначний струм (таблиця 4.1). Але в пристрої присутні декілька «вузьких місць», для яких падіння напруги має значення. Такими місцями є, наприклад, провідники, які прокладені з виходів стабілізаторів до полігонів (провідники на вході стабілізаторів становлять значно менший інтерес, оскільки на виході напруга буде стабілізованою в будь-якому випадку). При великому падінні напруги на провіднику стабілізатора цифрової частини, на сам мікроконтролер надходитиме менш, ніж 3,3 В. Відповідно це зменшить фактичний діапазон вимірювання, бо внутрішній ЦАП має те ж живлення. Ще гіршим є те, що й АЦП матиме іншу опорну напругу, а оскільки в програмному забезпеченні цифровий код перераховується в напругу завдяки опорній, яка вважається заздалегідь відомою, то це приведе до неправильних результатів і значно погіршить точність вимірювання. Тому важливо знати падіння напруги на провіднику живлення мікроконтролера, щоб врахувати або пересвідчитися в тому, що цим значенням можна знехтувати.

Також важливим є падіння напруги на виході стабілізатора 5 В та на провідниках, що підключені безпосередньо до вимірюваного транзистора.

Падіння напруги на друкованому провіднику визначається за формулою [29]:

$$U_{\text{пад}} = \frac{\rho \cdot I_{\text{пр}} \cdot l_{\text{пр}}}{b_{\text{пр}} \cdot t_{\text{пр}}} \quad (4.9)$$

де: ρ - питомий об'ємний опір, $\rho = 0,0175 \frac{\text{Ом} \cdot \text{мм}^2}{\text{м}}$ для комбінованого позитивного методу;

$l_{\text{пр}}$ – довжина провідника;

$t_{\text{пр}}$ – товщина провідника, $t_{\text{пр}} = 0,0965$ мм для всіх провідників на платі;

$b_{\text{пр}}$ – ширина провідника;

$I_{\text{пр}}$ – струм, що тече через провідник.

Параметри провідника на виході стабілізатора напруги цифрової частини:
 $l_{\text{пр}} = 2 \text{ мм}$, $b_{\text{пр}} = 0,2 \text{ мм}$, $I_{\text{пр}} = 50 \text{ мА}$. Звідси:

$$U_{\text{пад DA5 VDD}} = \frac{\rho \cdot I_{\text{пр}} \cdot l_{\text{пр}}}{b_{\text{пр}} \cdot t_{\text{пр}}} = \frac{0,0175 \frac{\text{Ом} \cdot \text{мм}^2}{\text{м}} \cdot 50 \text{ мА} \cdot 2 \text{ мм}}{0,2 \text{ мм} \cdot 0,0965 \text{ мм}} = 90,67 \text{ мкВ}$$

Розраховане падіння напруги не перевищує десятитисячної частини стабілізованої напруги, отже цим значенням можна знехтувати.

Параметри провідника на виході стабілізатора напруги 5 В: $l_{\text{пр}} = 15,1 \text{ мм}$,
 $b_{\text{пр}} = 1 \text{ мм}$, $I_{\text{пр}} = 240 \text{ мА}$ (найгірший випадок). Звідси:

$$U_{\text{пад 5В DA4}} = \frac{\rho \cdot I_{\text{пр}} \cdot l_{\text{пр}}}{b_{\text{пр}} \cdot t_{\text{пр}}} = \frac{0,0175 \frac{\text{Ом} \cdot \text{мм}^2}{\text{м}} \cdot 240 \text{ мА} \cdot 15,1 \text{ мм}}{1 \text{ мм} \cdot 0,0965 \text{ мм}} = 657,2 \text{ мкВ}$$

Параметри провідника ланцюга 5 В, що підключений безпосередньо до вимірюваного транзистора: $l_{\text{пр}} = 8 \text{ мм}$, $b_{\text{пр}} = 1 \text{ мм}$, $I_{\text{пр}} = 240 \text{ мА}$ (найгірший випадок). Звідси:

$$U_{\text{пад 5В тран}} = \frac{\rho \cdot I_{\text{пр}} \cdot l_{\text{пр}}}{b_{\text{пр}} \cdot t_{\text{пр}}} = \frac{0,0175 \frac{\text{Ом} \cdot \text{мм}^2}{\text{м}} \cdot 240 \text{ мА} \cdot 8 \text{ мм}}{1 \text{ мм} \cdot 0,0965 \text{ мм}} = 348,2 \text{ мкВ}$$

Сумарне падіння напруги:

$$U_{\text{пад 5В}} = U_{\text{пад 5В тран}} + U_{\text{пад 5В DA4}} = 348,2 \text{ мкВ} + 657,2 \text{ мкВ} = 1,054 \text{ мВ}$$

Обраховане значення складає менше тисячної частини стабілізованої напруги, тому ним можна знехтувати.

Параметри провідника ланцюга, що з'єднує вимірювальний резистор R32 з виводом колектора вимірюваного транзистора: $l_{\text{пр}} = 14,3 \text{ мм}$, $b_{\text{пр}} = 1 \text{ мм}$, $I_{\text{пр}} = 210 \text{ мА}$ (найгірший випадок). Провідники до АЦП для точного виміру струму виходять відразу з контактів вимірювального резистора, тому падіння напруги на цьому провіднику – різниця показів напруги АЦП та реального падіння на колекторі. Звідси:

$$U_{\text{пад R32 кол}} = \frac{\rho \cdot I_{\text{пр}} \cdot l_{\text{пр}}}{b_{\text{пр}} \cdot t_{\text{пр}}} = \frac{0,0175 \frac{\text{Ом} \cdot \text{мм}^2}{\text{м}} \cdot 210 \text{ мА} \cdot 14,3 \text{ мм}}{1 \text{ мм} \cdot 0,0965 \text{ мм}} = 544,6 \text{ мкВ}$$

Розраховане значення становить порядку точності оцифровування, тому ним також можна знехтувати.

Падіння напруги для ланцюга бази можна не розраховувати, оскільки максимальний струм бази значно менший, ніж колектора, а також його провідник коротший, тому цим значенням також можна знехтувати.

Для *npr* транзистора параметри провідників бази та колектора майже повністю аналогічні *pnp*, тому можна стверджувати, що падіннями напруг на них також можна знехтувати.

Також інтерес становить провідник землі, що сполучає вивід XS1 та полігон землі, оскільки через нього протікають всі струми. Параметри цього провідника: $l_{пр} = 11,7 \text{ мм}$, $b_{пр} = 1 \text{ мм}$, $I_{пр} = 320 \text{ мА}$ (найгірший випадок). Звідки:

$$U_{\text{пад XS1 GND}} = \frac{\rho \cdot I_{\text{пр}} \cdot l_{\text{пр}}}{b_{\text{пр}} \cdot t_{\text{пр}}} = \frac{0,0175 \frac{\text{Ом} \cdot \text{мм}^2}{\text{мм}} \cdot 320 \text{ мА} \cdot 11,7 \text{ мм}}{1 \text{ мм} \cdot 0,0965 \text{ мм}} = 679 \text{ мкВ}$$

Це значення також менше тисячної частини живлення, і не впливатиме на роботу схеми. Також, по аналогії з *pnp* вимірюваним транзистором, навіть додавши падіння напруги на провідниках землі (емітера) та в колі колектора, сумарна напруга буде порядку точності оцифровування, тобто все ще нехтовно малою.

Стосовно вимірювання ємності, враховуючи, що амплітуда змінного сигналу складає лише 300 мВ, значення падіння напруги на землі складає майже соту частину та могло б погіршити точність вимірювання. Але під час вимірювання ємності в роз'ємах XS4, XS5 струм не протікає, отже падіння напруги на землі менше приблизно в чотири рази, а цим значенням вже можна знехтувати.

Визначення ємності між двома сусідніми провідниками, які розташовуються на одній стороні друкованої плати та мають однакову ширину.

Більшість схеми працює на постійному струмі, тому параметри паразитних ємностей не є надто важливими. Проте в пристрої присутній блок вимірювання ємності, де паразитні ємності можуть критично впливати на точність отриманих значень. Ця ємність присутня між вузлом землі та інвертуючим входом DA3.1. Інші паразитні ємності не відіграють ролі, оскільки на виході ФВЧ C10-R12 за

					ДК51.468169.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		65

допомогою потенціометрів точно встановлюється амплітуда та фаза сигналу. Ємність між двома провідниками на одній стороні плати – паралельна паразитна ємність, отже вона додається до ємності транзистора.

Ємність між двома сусідніми провідниками, які розташовуються на одній стороні друкованої плати та мають однакову ширину визначається формулою [29]:

$$C = 0,12 \cdot \varepsilon \cdot l_{\text{пр}} \cdot \left[\lg \frac{2 \cdot S}{b_{\text{пр}} + t_{\text{пр}}} \right]^{-1} \quad (4.10)$$

де: S – відстань між двома паралельними провідниками, $S = 4,9$ мм;

$b_{\text{пр}}$ – ширина друкованого провідника, $b_{\text{пр}} = 0,2$ мм;

$t_{\text{пр}}$ – товщина друкованого провідника, $t_{\text{пр}} = 0,0965$ мм;

$l_{\text{пр}}$ – довжина перекриття двох паралельних провідників, $l_{\text{пр}} = 11$ мм;

ε – діелектрична проникність.

Оскільки плата покривається лаком, необхідно врахувати його вплив обравши результуючу діелектричну проникність лаку та матеріалу плати.

Результуюча діелектрична проникність визначається формулою [29]:

$$\varepsilon = \frac{\varepsilon_{\text{матеріал_дп}} \cdot \varepsilon_{\text{лаку}} \cdot (h_{\text{матеріал_дп}} + 2h_{\text{шар лаку}})}{h_{\text{матеріал_дп}} \cdot \varepsilon_{\text{лаку}} + 2h_{\text{шар лаку}} \cdot \varepsilon_{\text{матеріал_дп}}}, \quad (4.11)$$

де: $h_{\text{шар лаку}}$ – товщина шару лаку, $h_{\text{шар лаку}} = 5$ мкм;

$\varepsilon_{\text{лаку}}$ – діелектрична проникність лаку, $\varepsilon_{\text{лаку}} = 4,5$ [43];

$h_{\text{матеріал_дп}}$ – товщина плати, $h_{\text{матеріал_дп}} = 1,5$ мм;

$\varepsilon_{\text{матеріал_дп}}$ – діелектрична проникність матеріалу плати, $\varepsilon_{\text{матеріал_дп}} = 4,5$ [39].

Звідси:

$$\varepsilon = \frac{4,5 \cdot 4,5 \cdot (1,5 \text{ мм} + 2 \cdot 5 \text{ мкм})}{1,5 \text{ мм} \cdot 4,5 + 2 \cdot 5 \text{ мкм} \cdot 4,5} = 4,5$$

Тоді значення паразитної ємності дорівнює:

$$C = 0,12 \cdot \varepsilon \cdot l_{\text{пр}} \cdot \left[\lg \frac{2 \cdot S}{b_{\text{пр}} + t_{\text{пр}}} \right]^{-1} = 0,12 \cdot 4,5 \cdot 11 \text{ мм} \cdot \left[\lg \frac{2 \cdot 4,9 \text{ мм}}{0,25 \text{ мм} + 0,0965 \text{ мм}} \right]^{-1} = 4,09 \text{ пФ}$$

Отримане значення слід враховувати при вимірюванні ємності та піднімати від фактичного результату отриманого за допомогою АЦП.

					ДК51.468169.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		66

4.3 Розрахунок надійності друкованого вузла

Надійність - це властивість ЕОА виконувати свої функції, зберігаючи експлуатаційні показники протягом заданого часу та можливості відновити функціонування втрачених можливостей.

Кількісні параметри надійності характеризуються комплексом показників або одиничним показником, оскільки при визначенні надійності апаратуру поділяють на невідновлювану та відновлювану, тому відповідно невідновлювана та відновлювана апаратура характеризується різними показниками.

Невідновлювана ЕОА характеризується такими показниками:

- щільність розподілення часу безвідмовної роботи;
- ймовірність безвідмовної роботи;
- ймовірність відмови;
- інтенсивність відмов;
- середній час напрацювання до першої відмови.

На практиці ж достатньо повна характеристика надійності - щільність розподілення часу безвідмовної роботи даного типу КЕ $f(t)$ та інтенсивність відмов $\lambda(t)$. Функції $\lambda(t)$ та $f(t)$ визначаються експериментально. При цьому період нормальної експлуатації для ІС характеризується високою надійністю. Тоді величини $\lambda(t)$ та $f(t)$ зв'язані відношенням (4.12):

$$f(t) = \lambda^{-\lambda t} \quad (4.12)$$

Знаючи $\lambda(t)$ та $f(t)$, можна визначити інші кількісні характеристики надійності протягом часу від 0 до t , такі як ймовірність відмов та ймовірність безвідмовної роботи, що визначаються виразами (4.13) та (4.14) відповідно:

$$Q(t) = 1 - p(t) = 1 - e^{-\lambda t} \quad (4.13)$$

$$P(t) = 1 - Q(t) = e^{-\lambda t} \quad (4.14)$$

Важлива характеристика надійності - середній час безвідмовної роботи визначається виразом (4.15):

$$T_{cp} = \frac{1}{\lambda} \quad (4.15)$$

Інтенсивність відмов ЕРЕ є їх вихідною характеристикою надійності, залежить від режиму роботи та степені тяжкості таких зовнішніх впливів, як температура, тепловий удар, вологість, вібрації і т.д.

Тоді інтенсивність відмов в загальному вигляді визначається виразом (4.16):

$$\lambda_e = \lambda_{0e} \cdot K_1 \cdot K_2 \cdot \dots \cdot K_n \quad (4.16)$$

де: λ_{0e} - інтенсивність відмов елементу при нормальних умовах роботи (температура навколишнього середовища - $T_{\text{навк.серед}} = 20 \pm 5^\circ\text{C}$, відносна вологість - $65 \pm 15\%$);

коефіцієнт електричного навантаження $K_H = 1$;

$K_1 \cdot K_2 \cdot \dots \cdot K_n$ - поправочні коефіцієнти, що враховують режими роботи та умови експлуатації.

Для врахування впливу режиму роботи на інтенсивність відмов ЕОА вводять коефіцієнт навантаження K_H , що дорівнює відношенню навантаженню в робочому режимі до навантаження в номінальному режимі та визначається виразом (4.17):

$$K_H = \frac{H_{\text{роб}}}{H_{\text{ном}}} \quad (4.17)$$

де: $H_{\text{роб}}$ – робоче навантаження;

$H_{\text{ном}}$ - номінальне навантаження.

- Коефіцієнт навантаження для резисторів обчислюється за формулою (4.18):

$$K_{Hp} = \frac{P_{\text{роб}}}{P_{\text{ном}}} = \frac{U_{\text{роб}}^2}{R \cdot P_{\text{ном}}} \quad (4.18)$$

де: $P_{\text{роб}}$ – робоча потужність резистора.

За робочу напругу береться напруга живлення, як максимально можлива напруга на резисторі. Оскільки опір знаходиться в знаменнику, доцільно обрати

найнижче значення опору, що відповідатиме найгіршому випадку. $P_{\text{роб}} = \frac{9^2}{470} = 0,17 \text{ Вт};$

$P_{\text{ном}}$ – номінальна потужність резистора. Будемо враховувати найменш потужні резистори, що використовуються в пристрої для найгіршого випадку. Вони мають однакову номінальну потужність. $P_{\text{ном}} = 0,25 \text{ Вт}.$

Тоді

$$K_{\text{Нр}} = \frac{0,17}{0,125} = 0,68$$

- Коефіцієнт навантаження для конденсаторів обчислюється за формулою (4.19):

$$K_{\text{Нс}} = \frac{U_{\text{роб}}}{U_{\text{ном}}} \quad (4.19)$$

де: $U_{\text{роб}}$ – робоча напруга конденсатора. За робочу напругу береться напруга живлення, як максимально можлива напруга на конденсаторі. $U_{\text{роб}} = 10 \text{ В};$

$U_{\text{ном}}$ – номінальна напруга конденсатора. Конденсатори з найменшою напругою, що використовуються в пристрої мають номінальну напругу $U_{\text{ном}} = 16 \text{ В}.$ Тоді

$$K_{\text{Нс}} = \frac{9}{16} = 0,5625$$

- Коефіцієнт навантаження для транзисторів за потужністю обчислюється за формулою (4.20):

$$K_{\text{Нр}} = \frac{P_{\text{роб}}}{P_{\text{ном}}} = \frac{I_{\text{роб}} U_{\text{роб}}}{P_{\text{ном}}} \quad (4.20)$$

де: $P_{\text{роб}}$ – робоча потужність транзистора.

$P_{\text{ном}}$ – номінальна потужність транзистора. Будемо розраховувати для транзистора, через який протікає максимальний струм. $P_{\text{ном}} = 3 \text{ Вт}.$ Робоча потужність транзистора розрахуємо, як максимальна напруга в схемі множена на максимальний струм через цей транзистор:

$$P_{\text{роб}} = 0,2 \text{ А} * 9 \text{ В} = 1,8 \text{ Вт}$$

Тоді:

$$K_{нр} = \frac{1,8}{3} = 0,6.$$

Коефіцієнт навантаження для решти елементів приймається рівним одиниці.

Для розрахунку інтенсивності відмов елементів необхідне їх значення інтенсивності відмов елементу при нормальних умовах роботи λ_{oe} . Ці дані є довідковими та приведені з [30]. Також для розрахунку було використано поправочні коефіцієнти: поправочний температурний коефіцієнт α_t та поправочний коефіцієнт щодо зовнішніх впливів α_e . Ці дані також є довідковими та приведені з [30] згідно з умовами функціонування пристрою, описаними в ТЗ, а саме кліматичне виконання УХЛ4.1 визначає максимальну допустиму температуру 40°C та зовнішні впливи відповідають стаціонарній наземній апаратурі.

Вихідні дані для визначення λ_p зведені до Таблиці 4.2.

Таблиця 4.2. Вихідні дані для визначення інтенсивності відмов

Компонент	N	$\lambda_{oe} \cdot 10^{-7}, \text{год}^{-1}$	K_n	α_t	α_e	$N\lambda_{oe}K_n\alpha_t\alpha_e \cdot 10^{-7}, \text{год}^{-1}$
Конденсатор керамічний	38	0,22	0,5625	0,4	10	188,1
Конденсатор електролітичний	3	1,73	0,5625	0,4	10	116,775
Мікросхема цифрова	2	0,23	1	1	10	46
Мікросхема аналогова	3	0,28	1	1	10	84
Світлодіод	1	0,34	1	1	10	34
Резистор	42	0,44	0,68	1	10	125,664
Перемикач	1	1,6	1	1	10	16
Транзистор	14	0,65	0,6	1	10	54,6
Металізований отвір	109	0,00017	1	1	10	0,1853
Контакт роз'єму	4	0,041	1	1	10	1,64
Пайка виводу	483	0,00069	1	1	10	3,3327
Сумарна інтенсивність відмов:						201,42

Результуюча інтенсивність дорівнює сумі інтенсивності відмов компонентів (4.21):

$$\lambda_p = \sum_{i=1}^n \lambda_{pi} \quad (4.21)$$

Тоді

$$\lambda_p = 201,42 \cdot 10^{-7} \text{ год}^{-1}.$$

Середній час напрацювання до першої відмови згідно (6.15):

$$T_{cp} = \frac{1}{201,42} = 49,647 \cdot 10^3 \text{ год.}$$

Ймовірність безвідмовної роботи та ймовірність відмови протягом року

згідно (6.14) та (6.13) відповідно:

$$P_{pчн}(8760) = e^{-201,42 \cdot 10^{-7} \cdot 8760} = 0,8382;$$

$$Q_{pчн} = 1 - 0,8382 = 0,1618.$$

Графіки залежності безвідмовної роботи ДВ та ймовірності відмов від часу представлені на Рис. 4.1.

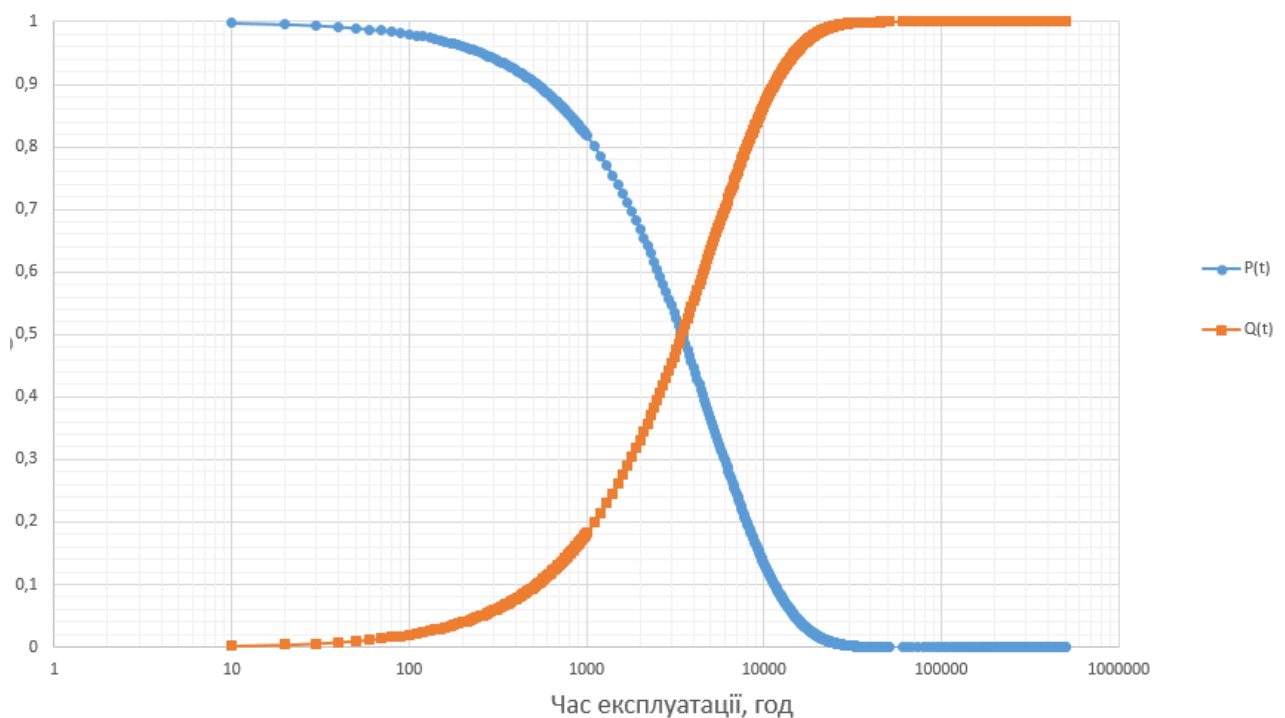


Рисунок 4.1 - Графік ймовірності відмов та безвідмовної роботи протягом експлуатації.

Висновок до розділу:

В даному розділі були виконані розрахунки, що підтверджують правильність конструкторських рішень прийнятих під час проектування друкованої плати.

Проведено розрахунки, що визначають граничні допустимі значення елементів друкованого монтажу, що використовуються на платі. Розрахунок проводився з урахуванням обраного четвертого класу точності друкованої плати. Можна зробити висновок, що спроектована плата відповідає своєму класу точності.

Виконано розрахунок падіння напруги на друкованих провідниках, через який протікає великий струм. За отриманим результатом можна судити, що обраховане падіння напруги ($< 1 \text{ мВ}$) не впливатиме суттєво на роботу пристрою. Було розраховано значення паразитної ємності $C = 4,09 \text{ пФ}$, яке необхідно враховувати при вимірюванні ємності.

Було проведено розрахунки надійності роботи пристрою. Отриманий результат ($\sim 49000 \text{ год} > 20000 \text{ год}$) більш ніж задовольняє вимогам ТЗ, тому схемі не передбачене використання резервних компонентів. Висока надійність приладу пов'язана з використанням інтегральних мікросхем, оскільки рівень їх інтеграції забезпечує малу інтенсивність відмов.

На основі розрахованих значень можна зробити висновок, що вимоги ТЗ виконано.

					ДК51.468169.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		72

Розділ 5. РОЗРОБЛЕННЯ ПРОГРАМНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ

Програмне забезпечення для МК розроблене з використанням мови програмування С. Програмне забезпечення для ПК розроблене з використанням мови програмування Python.

5.1. Принцип управління пристроєм за допомогою ПК

Відповідно до описаної в розділах 1 та 2 методики визначення параметрів та принципу роботи схеми, програмне забезпечення для вимірювача повинно забезпечувати наступні функції:

- задання напруги на контактах вимірюваного транзистора за допомогою ЦАП;
- вимірювання напруги на контактах транзистора та виході пікового детектора за допомогою АЦП;
- обмін даними з ПК за допомогою UART;
- автоматичний контроль процесу вимірювання та пересилання даних.

ПЗ для ПК в свою чергу бере на себе функції обробки вимірних даних та виведення результату. Вимоги до ПЗ для ПК:

- обмін даними з мікроконтролером по UART;
- автоматичне проведення процедури екстракції;
- створення текстового файлу, що містить параметри моделі.

Управління роботою приладу відбувається повністю через ПК – на платі повністю відсутні будь-які керуючі елементи (єдина кнопка слугує для скидання мікроконтролера). Відповідно МК для виконання конкретних дій потрібно приймати інструкції. Окрім прийому інструкцій, МК також надсилає вимірні дані назад на ПК. Для вибору формату обміну даними слід розглянути вимоги до налаштувань вимірювання на ПК і, відповідно, інформації, що має бути передана мікроконтролеру. Параметри даних, що надсилаються з МК на ПК включаються в себе розмір найбільшої одиниці даних, яку необхідно передати, кількість цих даних та послідовність передачі конкретних значень.

					ДК51.468169.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		73

Налаштування вимірювання перед його початком повинні включати:

- вибір типу транзистора, а тобто варіанти: польовий/біполярний, *nnp/rnp* або ж *n*- чи *p*-канальний;
- вибір кількості точок ВАХ (максимальне значення обмежене 4095 – розрядністю ЦАП);
- вибір між запуском вимірювання ВАХ та параметра ємності (в біполярного транзистора цих параметри є два, тому під час виміру ємності необхідно вказати який явно для коректного врахування цього в сформованому файлі моделі).

Додатково повинна бути можливість паузи та скидання процесу вимірювання.

Мінімально необхідна кількість інформації для кодування типу транзистора та вимірювання складає 4 біти. Але для задання кількості точок при вимірювання ВАХ додатково потрібно ще 12 біт. UART передає дані по одному байту за раз, чого не достатньо, щоб передати всю інформацію. Таким чином потрібно використовувати мінімум 2 байти для передачі інструкції з ПК на МК.

Проте для спрощення написання та сприйняття коду, було вирішено кодувати інструкції замість послідовності бітів одразу за допомогою послідовності байт. Цей підхід має свої недоліки у вигляді збільшення часу передачі даних а також їх кількості, але ресурси мікроконтролера та вимоги по швидкості роботи пристрою повністю дозволяють використовувати такий формат.

В свою чергу МК повинен приймати та декодувати передану інструкцію. Для цього повинен бути заздалегідь узгоджений та запрограмований формат. Було прийнято рішення використовувати наступний формат інструкцій: використовувати інструкції фіксованої довжини та з фіксованими позиціями байтів в переданій послідовності для позначення конкретних налаштувань. Вигляд інструкції з ПК на МК та інформація, яка міститься в її байтах зображено на рисунку 5.1. Передані та прийняті байти пронумеровано зліва-направо.

Тобто кожна команда має розмірність 8 байт, дані в яких сприймаються, як інформація по налаштування бажаних вимірювань. Четвертий байт містить

інформацію про налаштування виміру ВАХ або параметру ємності, в залежності від вмісту другого байту.

1	2	3	4	5	8
Старт/ пауза/ скидання	ВАХ/ ємність	p/n	Біполярний/Польовий або $C_{gs}/C_{je}/C_{jc}$	Кількість точок ВАХ	

Рисунок 5.1 – Формат інструкції, що передається з ПК на МК

Фізично байти в такій команді все ще є послідовністю бітів, тому в межах одного байту потрібно задати налаштуванням відповідні бітові коди. Оскільки один байт дорівнює розміру типу даних *char* в мові C, для зручності сприйняття кодування відбуватиметься за допомогою символу, а не числа (для процесора це одне й теж). Також можна зазначити, що в такому випадку команда виглядатиме як послідовність символів – тобто як рядок. Тому дані будуть надіслані одразу цілими рядками фіксованої довжини (з урахуванням наявності пустого символу закінчення рядка).

Нехай кодування даних виглядатиме наступним чином

1 біт: старт – “s”, пауза – “p”, скидання – “r”;

2 біт: ВАХ – “i”, ємність – “c”;

3 біт: *pnp* (*p*-канальний) – “p”, *npn* (*n*-канальний) – “n”;

4 біт: біполярний – “b”, польовий – “m”, C_{gs} – “s”, C_{je} – “e”, C_{jc} – “c”

5-8 біти: число точок записане у вигляді рядка.

Таким чином налаштування: «почати вимірювання ВАХ біполярного *pnp* транзистора на 1000 точок» мати вигляд рядкової інструкції “sinb1000”, яку необхідно відіслати на МК через UART. При бажанні скинути процес вимірювання треба надіслати команду “rXXXXXXXX”. Тут “X” означає, що вміст байту не враховується, як тільки в першому байті було зафіксовано наявність інструкції скидання.

Також надіслана інструкція повинна ігноруватися, якщо вона не розпізнана, тобто наявність в рядку інструкцій, нехай, всіх однакових символів ніяк не вплине на МК. Аналогічний результат буде при виборі вимірювання ємності та типу транзистора (замість самого параметру ємності). Під час процесу вимірювання МК також повинен тримати в пам'яті прапорець, активний стан якого змушуватиме ігнорувати нові команди початку виміру під час поточного процесу вимірювання. Цей прапорець скидатиметься автоматично по завершенню вимірювання, або ж за допомогою команди скидання.

За таким принципом забезпечується керування вимірювачем через ПК.

Подібний принцип використовується і в зворотньому напрямі при передачі даних з МК на ПК. Фіксовані поля команди відведені для стану вимірювання якого саме параметру, активного стану чи завершення процесу, а також під дані з каналів АЦП в певній послідовності. Для детальної інформації по формату кодування слід звернутися до Додатку Б. Дані приймаються ПК, аналізуються поля та зберігаються числові значення для подальшої обробки.

5.2. Опис автоматичного процесу екстракції

Описаний в першому розділі процес екстракції параметрів реалізовано програмно.

Задачі на зразок обчислення функції логарифма для масиву значень, або пошук мінімуму в масиві – тривіальні та не потребують додаткових пояснень. Функція екстракції значень за заданим масовим даних може потребувати уваги при розгляді автоматичного визначення діапазону значень з усієї вимірної ВАХ, який використовується для екстракції.

Визначення β_F та I_s біполярного транзистора. Для визначення цих та інших параметрів моделі необхідно слідувати крокам, описаним в розділі 1.

Першим кроком є обчислення натурального логарифму струму для вимірних значень. Вигляд вхідної та перевальної характеристик до та після обчислення логарифму наведено на рисунку 5.2, зображення отримано в програмі LTSpice VII [31].

					ДК51.468169.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		76

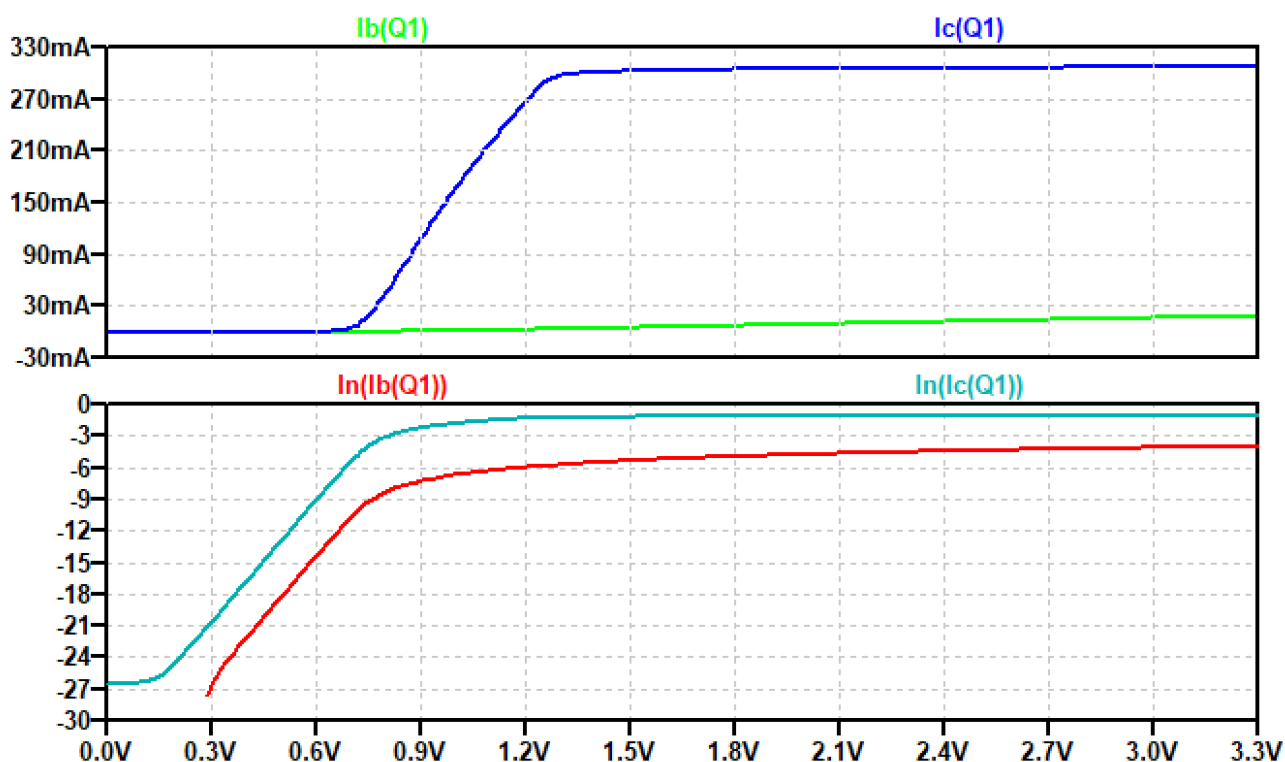


Рисунок 5.2 – Вихідна та передавальна характеристики біполярного транзистора

Передавальна характеристика має такий вигляд через досягнення лінійної області, коли струм, що здатний пропустити транзистор більший, ніж здатне видати джерело, підключене до його колектора.

Як зазначено у розділі 1, для екстракції цікавою є та область, де два графіки логарифмів прямолінійні та відрізняються одне від одного на сталі значення. Цю область легко визначити візуально по побудованому графіку. Але для автоматизації екстракції необхідно використовувати деякий числовий критерій. Якщо придивитися на графік, можна замітити, що в області інтересу криві не лише лінійні, але й мають найбільший нахил на всьому діапазоні напруг. Саме це і використовуватиметься, як критерій.

Наступним кроком є обчислення похідної логарифму струмів. Даний графік наведений на рисунку 5.2. Викиди на графіку струму колектора пов'язані з вимірюванням передавальної характеристики, при якому значення напруги на виході джерела напруги по колектору максимальне увесь час. Тому до досягнення певної точки напруги база-емітер, зворотній струм колектора переважає прямий. Тому для подальшого аналізу використовується похідна струму бази.

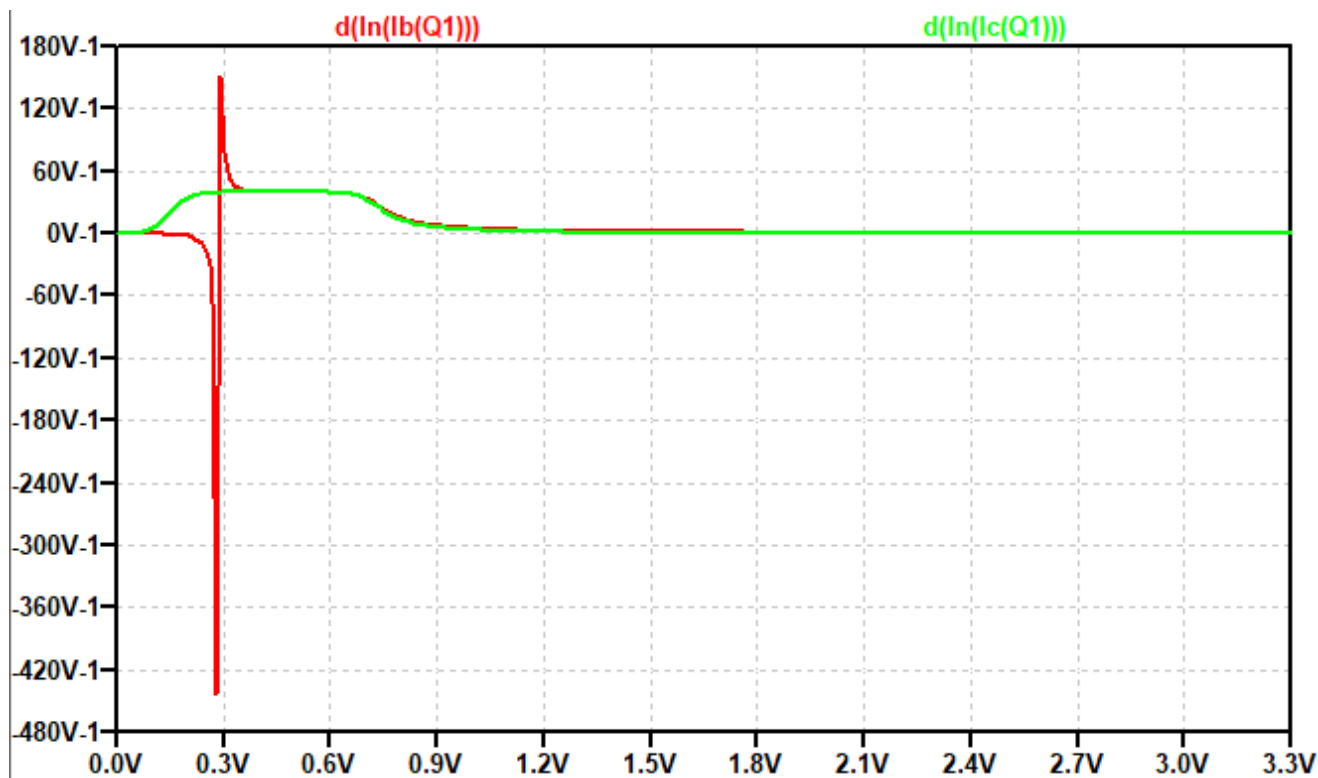


Рисунок 5.3 – Похідна від логарифму струму біполярного транзистора

З обчислених значень знаходиться точка з максимальним значенням похідної. Діапазон напруг для екстракції параметрів знаходиться, як всі точки для яких значення похідної не менше, ніж на 5% від максимального.

Після знаходження діапазону напруги, робота проводиться лише над цією частиною масиву. Лінійна апроксимація відбувається за допомогою вбудованої функції та подальша методика слідує описаній в розділі 1.

Визначення A_F біполярного транзистора

Для визначення напруги Ерлі, подібно до попередніх параметрів також застосовується аналіз за допомогою похідних. Тільки на цей раз діапазон знаходиться шляхом обчислення похідної відразу для значень струму та пошуку мінімального значення. Точки, значення яких не перевищуватимуть 5% від мінімального входять в робочий діапазон.

Лінійна апроксимація відбувається за допомогою вбудованої функції та подальша методика слідує описаній в розділі 1.

Екстракція параметрів для МДН-транзистора проводиться аналогічним чином з урахуванням характеру залежності та методики, описаної в розділі 1.

Висновки до розділу:

У даному розділі розглянуто принцип управління вимірювачем за допомогою ПК. Описано функції ПЗ та налаштування процесу вимірювання. Розроблено формат інструкцій, що використовуються для обміну даними між МК та ПК.

Також описано процес автоматичної екстракції параметрів. Результатом роботи ПЗ для ПК є згенерований текстовий файл, що містить визначені параметри моделі.

					<i>ДК51.468169.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		79

ВИСНОВКИ

У даному дипломному проєкті розроблено вимірювач параметрів транзисторів, що відповідає вимогам, поставленим у ТЗ. У ході проектування розроблено схему електричну принципову, ДП для пристрою, ПЗ для вимірювання даних, їх подальшої обробки та виведення результатів.

У ході проектування в першому розділі розглянуто різні моделі, що використовуються при моделюванні роботи біполярних та МДН-транзисторів. Обрано найпростіші з них для визначення параметрів моделі. Наведено основні параметри моделі та описано їх фізичний зміст, а також яким чином вони впливають на поведінку транзисторів. Наведено необхідні кроки для отримання моделей та детально описана процедура екстракції параметрів моделей.

Проведено аналіз існуючих типів вимірювачів, їх вихідної інформації, проаналізовано переваги та недоліки в порівнянні з пристроєм, що розробляється. Продемонстровано, що визначення параметрів моделі найкраще описує поведінку транзистора. Також розглянуто способи та системи, що використовуються для отримання параметрів моделі. Прийнято рішення розробляти самостійний пристрій, що виконував би всі необхідні кроки без використання додаткової апаратури. Проведено патентний пошук та з'ясовано, що самостійний пристрій, який визначає ті параметри моделі, що перераховані в розділі, розробляється вперше.

У другому розділі розроблено структурну схему пристрою із врахуванням вимог, поставлених в ТЗ. Прийнято рішення використовувати МК в якості елемента, що керує процесом вимірювання. Дане рішення дозволяє зменшити кількість використовуваних компонентів, оскільки для більшості операцій використовується периферія, вбудована в МК.

Здійснено вибір елементної бази з урахуванням вимог в ТЗ. При виборі елементів віддавалася перевага на користь елементів для поверхневого монтажу, оскільки вони мають менші габаритні розміри та надійніші в порівнянні з

					ДК51.468169.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		80

наскрізним монтажем. Також враховувалися параметри розсіювальної потужності, максимальної напруги, робочої температури тощо.

Згідно зі структурною схемою та елементною базою розроблено схему електричну принципову. Під час вибору номіналів деякі компоненти, що слугують в якості “обв’язки” мікросхем вибиралися відповідно до рекомендацій, наведених в документації на ці мікросхеми. В функціональних блоках, де необхідно було виконати розрахунок, здійснено розрахунок номіналів пасивних компонентів, які забезпечуватимуть правильну роботу схеми. Розроблена схема електрична принципова повністю відповідає вимогам ТЗ і забезпечує коректне функціонування пристрою.

У третьому розділі здійснено вибір типу та матеріалу ДП, на якій розміщено компоненти. Вибір проводився із урахуванням сучасних технологій виготовлення ДП. В результаті вибрано чотиришарову ДП, що виконана з матеріалу FR4-2-35-1.5. Матеріал FR4-2-35-1.5 є розповсюдженим, має ряд технологічних характеристик, що робить його використання доцільним для застосування при виготовленні даного пристрою. Виготовлення плати проводитиметься за допомогою комбінованого позитивного методу.

Обрано четвертий клас точності ДП, оскільки він забезпечує хорошу щільність розташування компонентів, при цьому не вимагає для виготовлення високоточного обладнання, спеціальних умов та матеріалів.

Здійснено розташування компонентів у монтажному просторі. Розташування компонентів відбувалось послідовно. Роз’єми були розташовані в заздалегідь передбачених місцях, оскільки з ними постійно взаємодіятиме користувач, тому пристрій повинен бути зручним у використанні. Більшість сигнальних провідників розташовано на одному верхньому шарі. Такий підхід до трасування зменшує кількість паразитних зв’язків. Полігони живлення розташовувались на третьому шарі. Другий шар повністю відведений під загальну землю. Таке розташування шарів приводить до екранування сигнальних шарів від електромагнітних завад. Мікросхеми стабілізації напруги розміщено поруч із функціонально пов’язаними компонентами.

					ДК51.468169.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		81

Конденсатори, що виконують функцію фільтрації, розміщено поблизу до виводів живлення активних елементів. Критерієм оптимальності при розміщенні компонентів слугувала найменша сумарна довжина провідників. Таким чином можна зробити висновок, що розміщення компонентів та їх трасування є вдалим.

У четвертому розділі виконано розрахунки, що підтверджують правильність конструкторських рішень, прийнятих під час проектування ДП.

Проведено розрахунки, що визначають граничні допустимі значення елементів друкованого монтажу, що використовуються на платі. Розрахунок проводився з урахуванням обраного четвертого класу точності ДП. Можна зробити висновок, що спроектована плата відповідає своєму класу точності.

Виконано розрахунок падіння напруги на друкованих провідниках, через який протікає великий струм. За отриманим результатом можна судити, що обраховане падіння напруги (< 1 мВ) не впливатиме суттєво на роботу пристрою. Розраховано значення паразитної ємності $C = 4,09$ пФ, яке необхідно враховувати при вимірюванні ємності.

Проведено розрахунки надійності роботи пристрою. Отриманий результат (~ 49000 год > 20000 год) більш ніж задовольняє вимогам ТЗ, тому в схемі не передбачене використання резервних компонентів. Висока надійність приладу пов'язана з використанням інтегральних мікросхем, оскільки рівень їх інтеграції забезпечує малу інтенсивність відмов.

На основі розрахованих значень можна зробити висновок, що вимоги ТЗ виконано.

У п'ятому розділі розглянуто принцип управління вимірювачем за допомогою ПК. Описано функції ПЗ та налаштування процесу вимірювання. Розроблено формат інструкцій, що використовуються для обміну даними між МК та ПК.

Також описано процес автоматичної екстракції параметрів. Результатом роботи ПЗ для ПК є згенерований текстовий файл, що містить визначені параметри моделі.

					ДК51.468169.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		82

Проект виконано в повному обсязі, здійснені розрахунки й моделювання підтверджують працездатність пристрою та задовольняють вимогам ТЗ.

					ДК51.468169.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		83

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. C. C. McAndrew et al., “Vertical Bipolar Inter Company 1995: An Improved Vertical, IC Bipolar Transistor Model”, Proceeding of the IEEE Bipolar Circuits and Technology Meeting, pp. 170-177, 1995.
2. The Spice Page. [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://bit.ly/2IVkmXA>.
3. Parameter Extraction. [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://bit.ly/2Io5kKX>.
4. K. Garwacki, “Extraction of BJT model parameter using optimisation method”, IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems, vol. 7, no 8, pp. 850-854, Aug. 1988.
5. Peter R. Karlsson, Kjell O. Jeppson, “Direct extraction of MOS transistor model parameters”, Analog Integrated Circuits and Signal Processing, vol. 5, no.3, pp. 199-212, May 1994.
6. Модель Еберса-Молла. [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://bit.ly/2x2YIet>.
7. Goomel-Poon model. [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://bit.ly/2XPscbD>.
8. Дифузия носителей заряда в полупроводниках. [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://bit.ly/2ImQvbu>.
9. Paul R. Gray, Paul J. Hurst, Stephen H. Lewis, Robert G. Meyer. Analysis and Design of Analog Integrated Circuits, 5th Edition. – Wiley, 2009, p. 896. ISBN-10: 0470245999
10. Comparing MOS Models. [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://bit.ly/2MUKRls>.
11. Reference Manual: MOSFET Models. [Електронний ресурс] – режим доступу до ресурсу: <https://bit.ly/2KZRsrV>.
12. Характеріограф.[Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://bit.ly/2XWJWBV>.

13. H. Bourdouden, A. Zitouni, “Data acquisition, parameter extraction and characterization of active components using integrated instrumentation system, Semiconductor Physics, Quantum Electronics & Optoelectronics, vol. 12, no. 2, pp. 178-186, 2009.
14. US7062410B2 “Transistor performance analysis system”. Charles H. Winsted, 2004. [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <http://bit.ly/2FiukBm>.
15. Wafer (electronics). [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <http://bit.ly/2MSjY1m>.
16. US8935146B2 “Computer aided design apparatus, computer aided design program, computer aided design method for a semiconductor device and method of manufacturing a semiconductor circuit based on characteristic value and simulation parameter”. Hiroshi Arimoto, Seiichiro Yamaguchi, 2008. [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <http://bit.ly/2XhYD5z>.
17. US7711526B2 “Simulator and parameter extraction device for transistor, simulation and parameter extraction method for transistor, and associated computer program and storage medium”. Kazuhiro Maeda, 2003. [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <http://bit.ly/2XdAugz>.
18. Передаточные АЧХ и ФЧХ в цепях первого порядка. [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <http://bit.ly/2WTet2o>.
19. STM32F407VGT. Datasheet. [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://bit.ly/2lwKX1X>.
20. LM358 Dual-Operational Amplifier. Datasheet. [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <http://bit.ly/2RnM7ff>.
21. Adjustable and fixed low drop positive voltage regulator LD1117. Datasheet. [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://bit.ly/2wAgZQg>.
22. FT232R USB UART. Datasheet. [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <http://bit.ly/2wYNmZ3>.
23. NJT4031N Bipolar Power Transistor. [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <http://bit.ly/2WJY28o>.

24. NJT4030P Bipolar Power Transistor. [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <http://bit.ly/2ZESVZ9>.
 25. BC846ALT1G Series. General Purpose Transistors. [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <http://bit.ly/2IR8UMQ>.
 26. NDS7002A N-Channel Enhancement Mode Field Effect Transistor. [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <http://bit.ly/31PCM4W>.
 27. NSD0610 P-Channel Enhancement Mode Field Effect Transistor. [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <http://bit.ly/2Kn4Bfh>.
 28. Paul Horowitz, Winfield Hill. The Art of Electronics, 3rd Edition. – Cambridge University Press, 2015, p. 1220. ISBN-10: 9780521809269.
 29. Губар В.Г. Курс лекцій по ФТОК. [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://bit.ly/2K08N4t>.
 30. Савельев Л. Я-. Овчинников В. Л. Конструирование ЭВМ и систем: Учебник для техн. вузов по спец. «Электрон. выч. маш.» — М.: Высш. шк., 1984. – 248 с
 31. LTspice. [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <http://bit.ly/2ZsocOL>.
- ГОСТ 12.2.007-75 Система стандартов безопасности труда ИЗДЕЛИЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ Общие требования безопасности
- ГОСТ 23571-86 ПЛАТЫ ПЕЧАТНЫЕ Основные параметры конструкции.
- ГОСТ 23752-79 ПЛАТЫ ПЕЧАТНЫЕ Общие технические условия.
- ГОСТ 15150-69 МАШИНЫ, ПРИБОРЫ И ДРУГИЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ ИЗДЕЛИЯ Исполнения для различных климатических районов. Категории, условия эксплуатации, хранения и транспортирования в части воздействия климатических факторов внешней среды
- ДСТУ 3008:2015 ЗВІТИ У СФЕРІ НАУКИ І ТЕХНІКИ Структура та правила оформлювання
- ДСТУ 2646-94 ПЛАТИ ДРУКОВАНІ Терміни та визначення
- ОСТ 4.010.022 – 85 ПЛАТЫ ПЕЧАТНЫЕ Методы конструирования и расчёта